E 2040

Vichoz H.

REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 26 • Nr. 1 • IANUARIE 1978

Leipziger Messe

Deutsche Demokratische Republik

12.-19.3.1978

Deosebit de interesant pentru dv.

Grupa de specialitate "PRELUCRAREA DATELOR"

Prelucrarea datelor ajută să raţionalizăm. In Leipzig întreprinderi conducătoare din 15 ţări vă oferă o privire de ansamblu asupra tehnicii aparaturii electronice şi posibilităţii de utilizare. Totodată vi se fac oferte din alte domenii ale tehnicii de informare. Au loc conferinţe de specialitate despre tendiţe noi de dezvoltare şi rezolvare a problemelor de specialitate. Sînt consultaţi clienţii şi se dau informaţii privind aplicaţiile practice.

Informaţii de călătorie şi legitimaţii de tîrg obţineţi prin O.N.T. Carpaţi sau prin Secţia de Politică Comercială a Ambasadei R.D.G. în R.S. România, Calea Dorobanţilor nr. 14, Bucureşti. O.N.T. Carpaţi organizează şi grupe de călătorie pentru experţi cu participare gratuită la discursurile şi simpozioanele de specialitate.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY 1883 1978 MÁR. 9

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 26 Nr. 1 ianuarie 1978

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CB 621.3.042.12

VIBRAŢII
MIEZ
TRANSFORMATOR

Bichir, N. I: **Ecuaţii de bază pentru calculul frecvenţelor proprii de vibraţie ale miezurilor transformatoarelor trifazate cu trei coloane.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26,** nr. 1, ian 1978, p. 1

Lucrarea prezintă sub o formă generală ecuaţiile de bază pentru calculul frecvenţelor proprii ale miezurilor transformatoarelor trifazate cu trei coloane şi evidenţiază problemele care se pun pentru obţinerea unor rezultate satisfăcătoare sub aspect practic.

CZ 621.316.7 :621 – 526

SERVOMOTOR ASINCRON BIFAZAT
COMANDĂ DE FAZĂ
INVERTOR CU TRANZISTOARE

Măgureanu, R., Popescu, Al., Borisov, V., Petrescu, Gh.: **Caracteristicile electromecanice ale unui invertor monofazat — servomotor asincron bifazat.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26,** nr. 1, ian 1978, p. 8

Se analizează performanţele servomotorului asincron bifazat excitat cu tensiune sinusoidală şi comandat printr-o tensiune dreptunghiulară de fază variabilă. Datorită acestei particularităţi, ecuaţiile maşinii se pot scrie utilizînd variabilele de stare într-o formă compactă de tipul $x = Ax$, relaţie în care x reprezintă vectorul de stare generalizat care cuprinde atît mărimile perturbatoare, cît şi cele de ieşire.

CZ 538.55 :512.831

CIRCUITE ELECTRICE NELINIARE
TEHNICI DE CALCUL
MATRICI RARE

Neamţu, M., Iordache, M.: **Utilizarea tehnicilor de calcul cu matrici rare în analiza circuitelor neliniare.**

E.E.A. **Electrotehnica 26,** nr. 1, ian 1978, p. 11

În lucrare se prezintă modalităţile de utilizare a tehnicilor de calcul cu matrici rare în analiza circuitelor electrice neliniare. Se scoate în evidenţă avantajul deosebit al acestor tehnici moderne de calcul, în ceea ce priveşte timpul de calcul, precizia şi capacitatea de memorare pe calculatorul numeric, în studiul circuitelor electrice neliniare.

CZ 621.3.03 :538.5

ÎNALTĂ TENSIUNE
ELEMENTE MODULARIZATE
ÎNCERCĂRI

Nascan, Th. ş.a.: **Instalaţie modulară de încercare la înaltă tensiune.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26,** nr. 1, ian 1978, p. 17

Se prezintă o instalaţie de încercare la înaltă tensiune cu funcţionalitate multiplă, ale cărei elemente modularizate permit realizarea a diferite scheme de surse de înaltă tensiune şi o largă gamă de încercări în domeniul 400 kV impuls, 200 kV c.c., 100 kV c.a. utilizabilă în industrie, învăţămînt şi cercetare.

CZ 621.3.031

ARC ELECTRIC DE CURENT CONTINUU
MODEL MATEMATIC

Oniu, T.: **Model matematic al arcului electric de curent continuu.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26,** nr. 1, ian 1978, p. 25

Lucrarea conţine un model matematic pentru un arc de curent continuu ce apare la deconectarea într-un întrerupător de joasă tensiune, analizîndu-se modurile de extragere a energiei din arc şi durata arcului în corelare cu tensiunea de ardere.

CZ 621.314.23 :621.314.13

ACŢIONĂRI ELECTRICE
VARIATOARE C.C. CU TIRISTOARE
VEHICULE TRANSPORT URBAN

Stăinescu, I.: **Sisteme electrice pentru acţionarea vehiculelor urbane alimentate de la linia de curent continuu.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26,** nr. 1, ian 1978, p. 29

Se prezintă schemele clasice şi cu variatoare de c.c. cu tiristoare pentru acţionarea troleibuzelor şi tramvaielor româneşti, analizate sub diferite aspecte: pornire, mers, slăbirea cîmpului, frînare etc., majoritatea schemelor fiind originale şi optimale şi pot fi aplicate şi la acţionarea vagoanelor de metro.

CZ 621.397 :654.17

CODOR
DECODOR
IMPULS
CIRCUIT LOGIC

Dăgulinescu, M. ş.a.: **Tabele de afişaj pentru săli sportive.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26,** nr. 1, ian 1978, p. 36

În articol se prezintă o instalaţie de afişare a caracterelor rezultate în desfăşurarea competiţiilor sportive, modul de transmisie a informaţiei, precum şi producerea acesteia în partea de recepţie. Se insistă asupra utilizării unor scheme tipizate în rezolvarea condiţiilor tehnice ce se impun.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HANGĂNIUC ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A MILLEA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. st. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA“ (E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, maşini-unelte şi mecanică fină, apare în cadrul *OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (O.I.D.)*, al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică, *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la *O.I.D.* Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAŢIA“*, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 7615 Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Intreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei, nr. 64—66 P.O.B.—2001.—Telex 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.3.042.12

КОЛЕБАНИЯ
СЕРДЕЧНИК
ТРАНСФОРМАТОР

Бикир, Н. И.: **Основные уравнения для вычисления собственных частот колебаний сердечников трёхфазных трансформаторов с тремя столбами.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 26,** № 1, янв. 1978, стр. 1

Работа представляет обобщенную форму основных уравнений для вычисления собственных колебаний сердечников трёхфазных трансформаторов с тремя столбами и выявляет проблемы для достижения удовлетворительных результатов с практикической точки зрения.

УДК 621.316.7 :621 – 526

СЕРВОМОТОР АСИНХРОННЫЙ ДВУХФАЗНЫЙ
УПРАВЛЕНИЕ ФАЗОЙ
ИНВЕРТОР С ТРАНЗИСТОРАМИ

Мэгуряну, Р., Попеску, Ал., Борисов, В., Петреску, Г.: **Электромеханические характеристики однофазного инвертора — асинхронного двухфазного двигателя.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 26,** № 1, янв. 1978, стр. 8

Анализируются характеристики асинхронного двухфазного двигателя возбуждаемого синусоидальным напряжением и управляемого прямоугольным фазовым переменным напряжением. Благодаря этой особенности уравнения машины можно писать используя переменные состояния в плотной форме типа $x = Ax$, отношение в котором x представляет обобщённый вектор в состоянии, содержащий как противодействующие, так и выходные величины.

УДК 538.55 :512.831

ЦЕПИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ НЕЛИНЕЙНЫЕ
ТЕХНИКА ВЫЧИСЛЕНИЯ МАТРИЦЫ РЕДКИЕ

Нямцу, М., Иордаке, М.: **Использование вычислительной техники с редкими матрицами в анализе нелинейных цепей.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 26,** № 1, янв. 1978, стр. 11

В работе представлены способы использования вычислительной техники с редкими матрицами в анализе электрических нелинейных цепей. Выявляется особенное преимущество такой современной вычислительной техники, что касается времени вычисления, точности и ёмкости запоминания на ЦВМ, в исследовании электрических нелинейных цепей.

УДК 621.3.03 :538.5

НАПРЯЖЕНИЕ ВЫСОКОЕ
ЭЛЕМЕНТЫ МОДУЛЯРИЗИРОВАННЫЕ
ИСПЫТАНИЯ

Васкан, Т. и др.*:* **Высоковольтная испытательная модульная установка.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 26,** № 1, янв. 1978, стр. 17

Представляется испытательная высоковольтная установка с множеством функций, модульные элементы которой позволяют осуществление различных схем источников высокого напряжения и широкий диапазон испытаний в области 400 кВ импульса, 200 кВ постоянного тока, 100 кВ переменного тока, применяемая в промышленности, обучении и исследовании.

УДК 621.3.031

ДУГА ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА
МОДЕЛЬ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ

Онцу, Т.: **Математическая модель электрической дуги постоянного тока.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 26,** № 1, янв. 1978, стр. 25

Работа содержит математическую модель электрической дуги постоянного тока появляющейся при выключении в низковольтном выключателе, анализируя способы извлечения зрении из дуги и длительность дуги в корреляции с напряжением горения.

УДК 621.314.13 :621.314.63

ПРИВОД ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ
ВАРИАТОР НОСТОЯННОГО ТОКА С ТИРИСТОРАМИ
СРЕДСТВА ПЕРЕДВИЖЕНИЯ ДЛЯ ГОРОДСКОГО ТРАНСПОРТА

Стрэшеску, И.: **Электрические системы для привода городских средств передвижения питаемых от линии постоянного тока.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 26,** № 1, янв. 1978, стр. 29

Представлены классические схемы и схемы с вариаторами постоянного тока с тиристорами для привода румынских тролейбусов и трамваев анализируемые под различными аспектами: пуск, ход, ослабление поля, торможение и т.д., при чём большинство схем оригинальные и оптимальные и могут применяться и для привода вагонов метро.

УДК 621.397 :654.17

КОДОР
ДЕКОДОР
ИМПУЛЬС
ЦЕПЬ ЛОГИЧЕСКАЯ

Дрэгулинеску, М., и *др.*; **Таблицы афиширования в спортивных залах.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 26,** № 1, янв. 1978, стр. 36

В статье представлена установка афиширования результатов получаемых при развёртывании спортивных соревнований и способ передачи информации, а также её возпроизведение в части приёма.

Настаивается на использовании типизированных схем при решении предписанных технических требований.

INHALT

DK 621.3.042.12

VIBRATIONEN
KERN
TRANSFORMATOR

Bichir, N. I.: **Grundgleichungen für die Berechnung der Vibrations-Eigenfrequenzen der Kerne der Drehstromtransformatoren mit drei Säulen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26,** Nr. 1, Jan. 1978, p. 1

Die Arbeit beschreibt in einer allgemeinen Form die Grundgleichungen für die Berechnung der Eingenfrequenzen der Kerne der Drehstromtransformatoren mit drei Säulen und hebt die Probleme hervor, die für das Erhalten von zufriedenstellenden Ergebnissen in der Praxis gestellt werden.

DK 621.316.7 :621 – 526

ASYNCHRONER ZWEIPHASEN-SERVOMOTOR
PHASENSTEUERUNG
INVERTER MIT TRANSISTOREN

Măgureanu, R., Popescu, Al., Borisov, V., Petrescu, Gh.: **Die elektromechanischen Charakteristiken eines Einphasen-Inverter-asynchroner Zweiphasenservomotor.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26,** Nr. 1, Jan. 1978, p. 8

Es werden die Spitzenleistungen eines mit Sinusspannung erregten und durch eine Rechteckspannung veränderlicher Phase gesteuertem asynchronen Zweiphasenservomotor analysiert. Aufgrund diserer Eigenheit können die Gleichungen der Maschine unter Anwendung der Zustandsgrössen in einer kompakten Form vom Typ $x = Ax$ geschrieben werden, eine Beziehung in der x den allgemeinen Zustandsvektor darstellt, der sowohl die Störungsgrössen als auch die Ausgangsgrössen enthält.

DK 538.55 :512.831

NICHTLINEARE ELEKTRISCHE SCHALTUNGEN
BERECHNUNGSTECHNIKEN
SELTENE MATRIZEN

Neamțu, M., Iordache, M. : **Die Anwendung der Berechnungstechniken mit seltenen Matrizen in der Analyse der nichtlinearen Schaltungen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26,** Nr. 1, Jan. 1978, p. 11

In der Arbeit werden die Anwendungsmöglichkeiten der Berechnungstechniken mit seltenen Matrizen in der Analyse der nichtlinearen elektrischen Schaltungen dargestellt. Es wird der besondere Vorteil dieser modernen Berechnungstechniken bezüglich der Berechnungszeit, der Genauigkeit und der Speicherungsfähigkeit im Digitalrechner, beim Studium nichtlinearer elektrischer Schaltungen hervorgehoben.

DK 621.3.03 :538.5

HOCHSPANNUNG
MODULELEMENTE
PRUFUNGEN

Vascan, Th. u.a. : **Modulanlage für Hochspannungsprüfungen.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26,** Nr. 1, Jan. 1978, p. 17

Es wird eine Hochspannungsprüfanlage mit mehrfacher Betriebsfähigkeit beschrieben, deren Modulelemente die Verwirklichung verschiedener Schaltungen von Hochspannungsquellen und eine grosse Reihe von Prüfungen im Bereich von 400 kV Impulsspannung, 200 kV Gleichstrom, 100 kV Wechselstrom, die in der Industrie, im Lehramt und in der Forschung angewandt werden können, erlauben.

DK 621.3.031

GLEICHSTROMLICHTBOGEN
MATHEMATISCHES MODELL

Oniu, T. : **Mathematisches Modell des Gleichstromlichtbogens.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26,** Nr. 1, Jan. 1978, p. 25

Die Arbeit enthält ein mathematisches Modell für einen Gleichstromlichtbogen, der beim Abschalten in einem Niederspannungsschalter auftritt, wobei die Art der Energieentziehung aus dem Lichtbogen und die Lichtbogenzeit im Zusammenhang mit der Brennspannung analysiert wird.

DK 621.314.13 :621.314.63

ELEKTRISCHE ANTRIEBE
GLEICHSTROMVARIATOR MIT THYTRISTOREN
STADTFAHRZEUGE

Străinescu, L. : **Elektrische Systeme für den Antrieb von Stadtfahrzeugen, die von der Gleichstromleitung gespeist werden.**

E.E.A. —**Electrotehnica 26,** Nr. 1, Jan. 1978, p. 29

Es werden die klassischen Schaltungen und diejenigen mit Gleichstromvariatoren mit Thyristoren für den Antrieb von rumänischen elektrischen Fahrzeugen und Strassenbahnen dargestellt; sie werden von verschiedenen Standpunkten aus analysiert: Anlauf, Fahren, Feldschwächung, Bremsung usw; die Mehreheit der Schaltungen sind originell und optimal und können auch beim Antrieb von Untergrundbahnen angewandt werden.

DK 621.397 :654.17

KODER
DEKODER
IMPULS
LOGISCHE SCHALTUNG

Drăgulinescu, M. u.a. : **Anzeigetabellen für Sportsäle.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26,** Nr. 1, Jan. 1978, p. 36

In der Arbeit wird eine Anlage für die Anzeige der Ergebnisse der Sportwettbewerbe, die Ubertragungsart der Information sowie ihre Wiedergabe auf der Empfängerseite beschrieben. Es wird auf die Anwendung von Typenschaltungen bei der Lösung der verlangten technischen Bedingungen eingegangen.

CONTENTS

DC 621.3.042.12

VIBRATIONS
CORE
TRANSFORMER

Bichir, N. I. : **Basic equations for the vibration natural frequencies computation of the three cores-type three-phase transformer cores.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26,** no. 1, Jan. 1978, p. 1

The paper presents in a general form the basic equations for the natural frequencies computation of the three cores-type three-phase transformer cores, and it points out the problems that occur in obtaining satisfactory results from a practical point of view.

DC 621.316.7 :621 — 526

TWO-PHASE ASYNCHRONOUS SERVOMOTOR
PHASE CONTROL
INVERTER WITH TRANSISTORS

Măgureanu, R., Popescu, Al., Borisov, V., Petrescu, Gh. : **Electromechanical characteristics of a one-phase inverter-two-phase asynchronous servomotor.**

E.E.A. —**Electrotehnica 26,** no. 1, Jan. 1978, p. 8

There are analysed two-phase asynchronous servomotor performances, energized with a sinusoidal voltage and controlled by a variable phase rectangular voltage. Due to this peculiarity, the machine equations can be written using the state variables in a compact form of the $x = Ax$ type, a relation in which x represents the state vector which includes both the disturbing quantities, and the output values.

DC 538.55 :512.831

NON-LINEAR ELECTRIC CIRCUITS
COMPUTATION TECHNIQUES
RARE MATRICES

Neamțu, M., Iordache, M. : **Rare matrix computation techniques utilization in non-linear circuits analysis.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26,** no. 1, Jan. 1978, p. 11

The paper deals with the possibilities of using the rare matrix computation techniques in the non-linear electric circuits analysis. The particular advantage these modern computation techniques offer is pointed out, regarding the computation time, the accuracy and the digital computer storage capacity, in the study of the non-linear electric circuits.

DC 621.3.03 :538.5

HIGH VOLTAGE
MODULARIZED ELEMENTS
TESTS

Vascan, Th., a.o. : **High voltage testing modular equipment.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26,** no. 1, Jan. 1978, p. 17

It is presented a highly functional high voltage testing equipment, the modularized elements of which offer the possibility to accomplish different high voltage supply source diagrams, as well as a great variety of tests in the 400 kV pulse, 200 kV D.C., 100 kV A.C. range, which can be used in industry, education and research.

DC 621.3.031

D. C. ELECTRIC ARC
MATHEMATICAL MODEL

Oniu, T. : **A.D.C. electric arc mathematical model.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26,** no. 1, Jan. 1978, p. 25

The paper presents a mathematical model for a D.C. arc, which occurs when a low-voltage switch is disconnected, the possibilities to abstract energy from the arc, and the arc duration in relation to the burning voltage being analysed.

DC 621.314.13 :621.314.63

ELECTRIC DRIVES
THYRISTOR D. C. VARIATORS
URBAN TRANSPORT VEHICLES

Străinescu, I. : **D.C. line supplied electric systems for urban vehicles drive.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26,** no. 1, Jan. 1978, p. 29

The author deals with the classical and the thyristor D.C. variator systems for driving the Romanian trolley-buses and tramways, analysed from different, points of view : starting, running, field weakening, braking, etc,. most of the systems being original and optimal, and offering thepossibility to be applied to the subway carriages drive.

DC 621.397 :654.17

CODER
DECODER
PULSE
LOGICAL CIRCUIT

Drăgulinescu, M. and s.o. : **Display boards for sports halls.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26,** no. 1, Jan. 1978, p. 36

The paper presents a display equipment for the characters obtained during the sports competitions, the method to transmit the information, as well as its generation on the reception side. The utilization of some standard type diagrams in order to solve the technical conditions that occur, is being insisted upo.

SOMMAIRE

CD 621.3.042.12

VIBRATIONS
NOYAU
TRANSFORMATEUR

Bichir, N. J. : **Équations fondamentales pour le calcul des fréquences propres de vibration des noyaux des transformateurs triphasés à trois colonnes.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26,** nr. 1 Janv. 1978, p. 1

L'ouvage présente d'une façon générale les équations fondamentales pour le calcul des fréquences propres des noyaux des transformateurs triphasés à trois colonnes et il souligne les problemes qui apparaissent pour obtenir des résultats satisfaisants de point de vue pratique.

CD 621.316.7 :621 – 526

SERVOMOTEUR ASYNCHRONE
BIPHASÉ
LA COMMANDE DE PHASE
INVERSEUR A TRANSISTORS

Măgureanu, R., Popescu, Al., Borisov, V., Petrescu, Gh. : **Les traits caractéristiques électroméeaniques d'un inverseur monophasé — servomoteur asynchrone biphasé.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26, nr. 1,** Janv. 1978, **p. 8**

On y analyse les performances du servomoteur asynchrone biphasé excité à tension sinusoïdale et commandé par une tension rectangulaire de phase variable. Grâce à ces particularités on peut écrire les équations de la machine en utilisant les variables d'état dans une forme compacte du type $x = \dot{=} Ax$, relation dans laquelle x représente le vecteur d'état généralisé qui comprend les grandeurs perturbatrices de même que celles de sortie.

CD 538.55 :512.831

CIRCUITS ÉLECTRIQUES NON-LINÉAIRES
TECHNIQUES DE CALCUL
MATRICES RARE

Neamțu, M., Iordache, M. : **L'utilisation des techniques de calcul à matrices rares dans l'analyse des circuits nonlinéaires.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26,** nr. 1, Janv. 1978, p. 11

Dans cet ouvrage on présente les modalités d'emploi des techniques de calcul à matrices rares dans l'analyse des circuits électriques non linéaires. On y souligne l'avantage exceptionnel de ces techniques modernes de calcul en ce qui concerne le temps de calcul, la précision et la capacité de mémorisation par l'ordinateur numérique, dans l'étude des circuits électriques nonlinéaires.

CD 621.3.03 :538.5

HAUTE TENSION
ÉLÉMENTS MODULARISÉS
ESSAIS

Vascan, Th. ș.a. : **Installation modulaire d'essai à haute tension.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26,** nr. 1, Janv. 1978, p. 17

On y présente une installation d'essai à haute tension à fonctionnalité multiple dont les éléments modularisés permettent la réalisation de différents schémas de sources de haute tension et une grande gamme d'essais dans le domaine 400 kV impulsion, 200 kV c.c., 100 kV c.a. utilisable dans l'industrie, l'enseignement et la recherche.

CD 621.3.031

ARC ÉLÉCTRIQUE DE COURANT CONTINU
MODÈLE MATHÉMATIQUE

Oniu, T. : **Modèle mathématique de l'arc électrique de courant continu.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26,** nr. 1, Janv. 1978, p. 25

L'ouvrage contient un modèle mathématique pour un arc de courant continu qui apparaît à la déconnexion dans un interrupteur de basse tension ; on y analyse les modalités d'extraction de l'énergie de l'arc et la durée de l'arc en corrélation avec la tension de brûlage.

CD 621.314.13 :621.314.63

ACTIONNEMENTS ÉLECTRIQUES
VARIATEURS C. C. À TRANSISTORS
VÉHICULES TRANSPORT URBAIN

Străinescu, I. : **Systèmes électriques pour l'actionnement des véhicules urbains alimentés par la ligne de courant continu.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26,** nr. 1, Janv. 1978, p. 29

On y présente les schémas classiques et à variateurs de courant continu à thyristors pour l'actionnement des trolleybus et des tramways roumains, analysés sous divers aspects : démarrage, marche, affaiblissement du champ, freinage, la plupart des schémas étant originals et optimals et peuvent être appliqués aussi à l'actionnement des wagons de métro.

CD 621.397 :654.17

CODEUR
DÉCODEUR
IMPULSION
CIRCUIT LOGIQUE

Drăgulinescu, M. ș.a. : **Tableaux d'affichage pour salles de sport.**

E.E.A. — **Electrotehnica 26,** nr. 1, Janv. 1978, p. 36

Dans cet article on présente une installation d'affichage des caractères résultés du déploiment des compétitions sportives, la modalité de transmission de l'information tout comme la production de celle-ci dans la partie de réception. On insiste sur l'emploi de schémas typisés pour résoudre les conditions techniques qui s'imposent.

CZ 621.3.042.12

VIBRAȚII
MIEZ
TRANSFORMATOR

Ecuațiile de bază pentru calculul frecvențelor proprii de vibrație ale miezurilor transformatoarelor trifazate cu trei coloane*

NĂSTASE, I. BICHIR**—București

Introducere

Problema determinării frecvențelor proprii ale unei structuri mecanice cu n grade de libertate și n mase, presupuse punctiforme, legate de o fundație și între ele prin C_n^2 resoarte fără masă și același număr de amortizoare tot fără masă, este rezolvată sub forma generală, considerînd cunoscute cele două $C_n^2 + n$ constante ale structurii. De asemenea, este cunoscut și cazul cînd, măsurînd amplitudinile și fazele vibrațiilor celor n mase, pentru cel puțin $(n/2) + 1$ sisteme diferite de forțe aplicate sistemului, se pot determina cele două $C_n^2 + n$ constante ale structurii [1, 2].

Dacă se are în vedere că majoritatea structurilor care se studiază au parametrii distribuiți și se reduc la sisteme cu parametri concentrați, reiese că gradul de precizie a determinărilor crește odată cu creșterea numărului parametrilor concentrați, care echivalează structura mecanică [2, 3]. De aceea, problema frecvențelor proprii ale unei structuri mecanice complexe a evoluat rapid în ultimele decenii, odată cu tehnica de calcul. Cu toate acestea, problema determinării frecvențelor proprii ale miezurilor transformatoarelor a rămas încă deschisă, prezentînd particularități specifice componenței structurii sale.

La această problemă complexă școala germană, formată de H. Jordan, a căutat între anii 1960—1965 să dea metode de predeterminare prin calcul a frecvențelor proprii de oscilație a miezurilor pentru a preîntîmpina eventualitatea unei coincidențe a frecvențelor proprii cu frecvențele de excitație ale miezurilor care sînt de forma $2\nu f$. Intențiile școlii germane au fost bune, dar rezultatele experimentale nu au fost mulțumitoare [4—7]. Cu toate acestea, modul de abordare a problemei de către școala germană nu este lipsit de interes și, în continuare, se vor stabili ecuațiile de bază pentru calculul frecvențelor proprii ale miezurilor transformatoarelor trifazate cu trei coloane, scoțîndu-se în evidență problemele care se pun pentru a se obține rezultate satisfăcătoare sub aspectul practic.

1. Moduri de vibrație a miezurilor transformatoarelor trifazate

Faptul că miezul magnetic este sursa principală de zgomot, nu poate fi contestat. Gradul de neomogenitate a tolelor și procesul tehnologic de realizare a miezului justifică în ce măsură apar, în afara oscilațiilor din planul tolelor, oscilații de torsiune a coloanelor și jugurilor și, totodată, modificarea la colțuri a unghiurilor dintre axele jugurilor și ale coloanelor [1, 5, 8].

Considerînd circuitul magnetic ca un sistem de bare omogene ca structură și elastice, îmbinate rigid, alungirile magnetostrictive nu pot conduce de cît la deformări în planul tolelor. Cu aceste ipoteze simplificatoare, pentru obținerea modurilor de vibrație a miezurilor transformatoarelor trifazate cu trei coloane, prof. H. Jordan, de la Universitatea tehnică din Hanovra, a propus ca alungirile magnetostrictive ale barelor unui miez să fie considerate ca produse de un sistem de forțe imprimate circuitului magnetic [9]. Luînd aceasta ca bază, se demonstrează că modurile de vibrație posibile ale unor cadre de forma miezurilor transformatoarelor trifazate cu trei coloane, sînt cele din figura 1 [5, 6].

Dintre modurile de vibrație prezentate în figura 1, s-a arătat că numai primele patru forme pot fi luate în considerație, dacă se au în vedere frecvențele și amplitudinile barelor care pot produce zgomote în domeniul senzației auditive a omului [5]. Totodată, ca moduri posibile de oscilație pentru miezurile transformatoarelor excitate de un sistem trifazat simetric de tensiuni, așa cum a reieșit și din încercări, se consideră din cele patru, numai două care prezintă proprietăți de simetrie față de juguri sau față de coloane [4, 6, 7, 10]. Aceste moduri de vibrație sînt cele notate cu $SC-SJ$ și $NC-SJ$, adică modul de vibrație simetric față de coloane și față de juguri, respectiv cel nesimetric față de coloane, dar simetric față de juguri.

2. Ecuația generală și soluția ei pentru vibrațiile transversale ale coloanelor și jugurilor

Coloanele și jugurile unui transformator se pot considera că se comportă la vibrații ca orice bară dreaptă elastică, săgeata y variind nu numai spațial, ci și în timp***.

---

* Lucrare prezentată la a XII-a sesiune jubiliară de comunicări tehnico-științifice, ICPE, noiembrie 1976.

** Dr. ing. *Bichir, N. I.* este conferențiar la Institutul politehnic-București, Catedra de mașini electrice.

*** Derivatele în raport cu timpul sînt notate cu puncte (.), iar cele în raport cu x, cu virgule (,) pentru a simplifica scrierea.

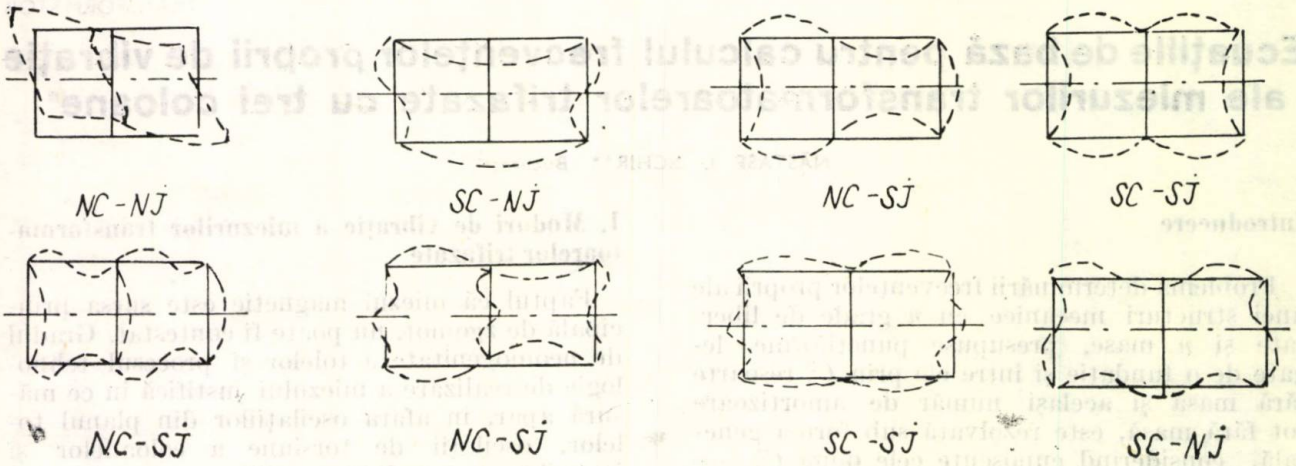


Fig. 1. Moduri de vibraţie a unor cadre de forma miezurilor transformatoarelor cu trei coloane.

Dimensiunile secţiunilor transversale ale coloanelor şi jugurilor fiind comparabile cu lungimile lor, s-a luat în consideraţie efectul rotaţiei elementelor barei şi alunecările relative ale fibrelor barei în timpul încovoierii, ajungîndu-se la ecuaţia lui Timoshenko [11]:

$$y^{IV} - \frac{\rho}{E}\left(1 + \frac{E}{k'G}\right)\ddot{y}'' + \frac{A}{I}\frac{\rho}{E}\ddot{y} + \frac{\rho}{E}\cdot\frac{\rho}{k'G}\ddot{\ddot{y}} = 0, \quad (1)$$

în care y este săgeata grinzii la o distanţă x în lungul ei şi la un timp t, ρ este densitatea materialului grinzii, E—modulul de elasticitate (longitudinal), G—modulul de elasticitate la forfecare şi k'—coeficientul care ţine seama de forma secţiunii.

Considerînd sinusoidală variaţia în timp a săgeţilor şi utilizînd metoda separării variabilelor, soluţia se poate considera de forma [2, 12]:

$$y(x, t) = y(x) \text{ const } \omega t, \quad (2)$$

unde ω este pulsaţia oscilaţiilor barei.

Punînd condiţia ca această soluţie să verifice ecuaţia (1), se obţine:

$$y^{IV}(x) + \frac{\rho}{E}\omega^2\left(1 + \frac{E}{k'G}\right)y''(x) - \frac{\rho}{E}\omega^2\left(\frac{A}{I} - \omega^2\frac{\rho}{k'G}\right)\cdot y(x) = 0. \quad (3)$$

Dacă variaţia săgeţii în lungul barei se consideră de forma:

$$y(x) = Ke^{\gamma x}, \quad (4)$$

atunci ecuaţia caracteristică a ecuaţiei (3), este:

$$\gamma^4 + \omega^2\frac{\rho}{E}\left(1 + \frac{E}{k'G}\right)\gamma^2 - \omega^2\frac{\rho}{E}\left(\frac{A}{I} - \omega^2\frac{\rho}{k'G}\right) = 0. \quad (5)$$

Ecuaţia (5), de tip bipătrat, avînd soluţiile $\pm\psi$ şi $\pm j\varphi$, variaţia amplitudinii oscilaţiilor transversale în lungul barei, dată de soluţia generală (4) a ecuaţiei (3), se mai poate scrie:

$$y(x) = A\,\mathrm{ch}\,\psi x + B\,\mathrm{sh}\,\varphi x + C\cos\varphi x + D\sin\varphi x, \quad (6)$$

unde: A, B, C şi D sînt constantele de integrare, dependente de condiţiile la limită (marginale).

3. Condiţii care se pot pune pentru determinarea constantelor de integrare A, B, C şi D

O bară poate avea capetele libere, articulate sau încastrate. Fiecăreia dintre aceste fixări îi corespund condiţii deosebite la limită [13]. Astfel, la capetele libere nu acţionează nici un moment încovoietor ($M = EI\,y'' = 0$) şi nici o forţă tăietoare ($T = M' = 0$), adică $y'' = 0$ şi $y''' = 0$.

În cazul capetelor articulate, momentul pe care îl poate transmite şi deplasarea sînt nule, adică $y'' = 0$ şi $y = 0$.

Dacă sînt încastrate capetele, deplasarea este nulă şi unghiul dintre direcţia tangentei la axa deformată a barei şi direcţia tangentei la axa suportului, la care este încastrată bara, în punctul de încastrare rămîne constant, adică $y = 0$ şi $y' = \text{const}$.

4. Expresiile generale ale momentelor încovoietoare și ale forțelor tăietoare

Considerînd că încovoierile care se produc sînt în domeniul deformațiilor elastice, săgeata barei se poate considera ca o rezultantă a săgeții datorată momentului încovoietor și a săgeții datorată forțelor tăietoare; aplicînd principiul suprapunerii efectelor, se pot deduce, destul de simplu, relațiile care dau variațiile în lungul barei ale momentului încovoietor $M(x)$ și a forței tăietoare $T(x)$ [1, 2, 11, 14]:

$$M(x) = -EI\left[y'' + \omega^2 \frac{\rho}{k'G} y\right] = \\ = -py''(x) - qy(x), \qquad (7)$$

$$T(x) = -\frac{EI\left[y''' + \left(1 + \frac{E}{k'G}\right)\frac{\rho}{E}\omega^2 y'\right]}{1 - \frac{\rho}{k'G}\cdot\frac{I}{A}\omega^2} = \\ = -ry'''(x) - sy'(x), \qquad (8)$$

notațiile fiind cele cunoscute.

5. Ecuațiile de bază pentru calculul frecvențelor proprii de vibrație ale miezurilor transformatoarelor trifazate cu trei coloane

La scrierea ecuațiilor se au în vedere modurile de vibrație posibilă a miezului, arătate la punctul 2, și ipotezele că barele nu sînt rigide la întindere, iar în colțurile de îmbinare există deplasări relative, și, totodată, se transmit momente încovoietoare.

Existînd o simetrie la cele două moduri de vibrație, pentru scrierea ecuațiilor necesare la calculul frecvențelor proprii ale miezului, este suficient numai un cadran din miez, format după două jumătăți de coloană și jugul care le unește. La scrierea ecuațiilor se vor păstra notațiile pentru amplitudinea oscilațiilor transversale ale barelor, y și pentru coordonata curentă din lungul barelor, x. De asemenea, mărimile care se referă la jug sînt notate cu indicele j, cele care se referă la coloana centrală, cu indicele c, iar cele care se referă la coloana exterioară, cu indicele e.

Condițiile la limită se vor stabili avîndu-se în vedere relația (7), care dă variația momentului încovoietor, relația (8), care dă variația forței tăietoare în lungul barelor și a condițiilor arătate la punctul 3 [1].

5.1. Condițiile la limită și ecuațiile pentru modul de vibrație SC—SJ

La acest mod de vibrație se deformează jugul și coloana exterioară, iar coloana din mijloc este nedeformată, fiind supusă la întindere (fig. 2).

Distanța între axele coloanei s-a notat cu a, semilungimea coloanelor cu b, iar din figura 2 rezultă și sensurile coordonatei x.

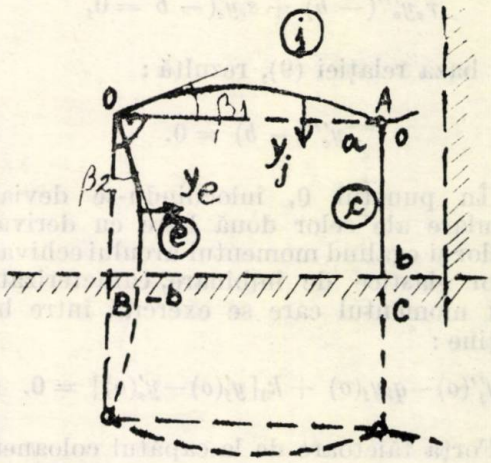


Fig. 2. Porțiune din forma modului de vibrație $SC - SJ$ (j, c și e sînt indicii care însoțesc mărimile corespunzătoare celor trei porțiuni ale circuitului magnetic).

Coloanele și jugurile fiind considerate bare elastice, de modul E, de masă m, lungime l și arie A a secțiunii transversale, atunci ele se pot echivala cu resoarte și mase concentrate, atașate acestora [2, 6, 14]. Astfel, cele trei bare din figura 2 se pot echivala cu un arc de constantă elastică $k = EA/l$ și cu o treime din masele lor atașate la un capăt [2, 14].

Unghiul din punctul 0, format de axa jugului și a coloanei exterioare, se consideră că nu se mai păstrează constant în timpul deformărilor ca la îmbinările rigide ($\beta_1 \neq \beta_2$), totuși se exercită un moment încovoietor între jug și coloană. De această rotire relativă se va ține seama, considerînd că legătura între coloană și jug se face printr-un arc de torsiune, a cărui constantă elastică este k_1.

Punctul A, de la îmbinarea jugurilor cu coloana din mijloc, are numai o mișcare de translație pe direcția coloanei, odată cu variațiile alungirilor magnetostrictive ale ei. Jugurile în acest punct au, de asemenea, o mișcare de translație. În schimb, în punctul C, fiind un punct median al coloanei din mijloc, care este supus la întindere, se consideră fix, deci ca un punct de încastrare.

Punctul B, fiind un punct maxim al deformării coloanei exterioare, are o mișcare de translație în timpul oscilațiilor.

Numărul condițiilor la limită, egal cu 8, corespunde cu numărul constantelor de integrare a săgeților coloanei exterioare și jugului, coloana din mijloc avînd săgețile nule.

a. În punctul B, săgeata y_e este maximă, deci derivata expresiei săgeții se anulează în acest punct:

$$y'_e(-b) = 0. \qquad (9)$$

b. În punctul B, coloana fiind considerată că execută o mișcare de translație, forța tăietoare este nulă :

$$r_e y_e'''(-b) + s_e y_e'(-b = 0,$$

iar în baza relației (9), rezultă :

$$y_e'''(-b) = 0. \tag{10}$$

c. În punctul 0, înlocuindu-se deviațiile unghiulare ale celor două bare cu derivatele săgeților și egalînd momentul arcului echivalent forțelor elastice de îmbinare, caracterizat de k_1, cu momentul care se exercită între bare, se obține :

$$-p_j y_j''(o) - q_j y_j(o) + k_1[y_j'(o) - y_e'(o)] = 0. \tag{11}$$

d. Forța tăietoare de la capătul coloanei, în punctul 0, este egală și de semn contrar cu forța elastică de întindere a jugului, cu săgeata coloanei și cu forța de inerție a masei echivalente, adică :

$$r_e y_e'''(o) + s_e y_e'(o) - k_j y_e(o) + \frac{m_j}{6}\omega^2 y_e(o) = 0. \tag{12}$$

e. Tot în punctul 0, dar forța tăietoare din secțiunea jugului se egalează cu celelalte forțe exercitate de coloană, ca la punctul d :

$$-r_j y_j'''(o) - s_j y_j'(o) - k_c y_j(o) + \frac{m_e}{6}\omega^2 y_j(o) = 0. \tag{13}$$

f. În colțul 0, cuplurile care se exercită de cele două părți sînt egale :

$$p_e y_e''(o) + q_e y_e(o) - p_j y_j''(o) - q_j y_j(o) = 0. \tag{14}$$

g. În punctul A, cum se vede și din figura 2, este un minim, păstrîndu-se tangenta la axa jugului :

$$y_j'(a) = 0. \tag{15}$$

h. Tot în punctul A, suma forțelor tăietoare din secțiunea jugului este egală și de semn contrar cu suma celor exercitate de coloană :

$$r_j y_j'''(a) + s_j y_j'(a) - k_c y_j(a) + \frac{m_c}{6}\omega^2 y_j(a) = 0.$$

Dar în baza relației (15) această relație devine :

$$r_j y_j'''(a) - k_c y_j(a) + \frac{m_c}{6}\omega^2 y_j(a) = 0. \tag{16}$$

Dacă în relațiile celor opt condiții la limită, care corespund celor opt constante de integrare a săgeților jugului și coloanei exterioare, se introduce valoarea lui y din relația (6) și valorile derivatelor acesteia, și dacă se ordonează termenii în funcție de constantele A, B, C și D, particularizate, se obține următorul sistem de ecuații :

$$-A_e\psi_e \operatorname{sh}\psi_e b + B_e\psi_e \operatorname{ch}\psi_e b + C_e\varphi_e \sin\varphi_e b + D_e\varphi_e \cos\varphi_e b = 0, \tag{17 a}$$

$$-A_e\psi_e^3 \operatorname{sh}\psi_e b + B_e\psi_e^3 \operatorname{ch}\psi_e b - C_e\varphi_e^3 \sin\varphi_e b - D_e\varphi_e^3 \cos\varphi_e b = 0, \tag{17 b}$$

$$A_j(p_j\psi_j^2 + q_j) - B_j k_1\psi_j - C_j(p_j\varphi_j^2 - q_j) - D_j k_1\varphi_j + B_e k_1\psi_e + D_e k_1\varphi_e = 0, \tag{17 c}$$

$$-A_e\left(k_j - \frac{m_j}{6}\omega^2\right) + B_e(r_e\psi_e^3 + s_e\psi_e) - C_e\left(k_j - \frac{m_j}{6}\omega^2\right) - D_e(r_e\varphi_e^3 - s_e\varphi_e) = 0, \tag{17 d}$$

$$A_j\left(k_e - \frac{m_e}{6}\omega^2\right) + B_j(r_j\psi_j^3 + s_j\psi_j) + C_j\left(k_e - \frac{m_e}{6}\omega^2\right) - D_j(r_j\varphi_j^3 + s_j\varphi) = 0, \tag{17 e}$$

$$-A_j(p_j\psi_j^2 + q_j) + C_j(p_j\varphi_j^2 - q_j) + A_e(p_e\psi_e^2 + q_e) - C_e(p_e\varphi_e^2 - q_e) = 0, \tag{17 f}$$

$$A_j\psi_j \operatorname{sh}\psi_j a + B_j\psi_j \operatorname{ch}\psi_j a - C_j\varphi_j \sin\psi_j a + D_j\varphi_j \cos\varphi_j a = 0, \tag{17 g}$$

$$A_j\left[r_j\psi_j^3 \operatorname{sh}\psi_j a - \left(k_c - \frac{m_c}{6}\omega^2\right)\operatorname{ch}\psi_j a\right] + B_j\left[r_j\psi_j^3 \operatorname{ch}\psi_j a - \left(k_c - \frac{m_c}{6}\omega^2\right)\operatorname{sh}\psi_j a\right] + C_j\left[r_j\varphi_j^3 \sin\varphi_j a - \left(k_c - \frac{m_c}{6}\omega^2\right)\cos\varphi_j a\right] + D_j\left[-r_j\varphi_j^3 \cos\varphi_j a - \left(k_c - \frac{m_c}{6}\omega^2\right)\sin\varphi_j a\right] = 0. \tag{17 h}$$

Ecuațiile (17) formează un sistem de opt ecuații, necunoscutele fiind constantele de integrare A, B, C și D. În raport cu aceste necunoscute, sistemul este liniar și omogen.

5.2. Condițiile la limită și ecuațiile pentru modul de vibrație NC—SJ. La acest mod de vibrație se deformează toate barele sistemului, cum se arată în figura 3. În acest caz, spre deosebire de cazul arătat la punctul 5.1 și în punc-

tul A nu se mai păstrează unghiul de 90° dintre axa jugului și axa coloanei centrale ($\beta_3 \neq \beta_3$), dar se poate transmite un moment încovoietor.

Această rotire relativă a axelor se va lua în considerație printr-un alt arc de torsiune, a cărui constantă elastică este k_2.

Punctele B și C din figura 3 sînt puncte de maxim pentru deformările celor două coloane,

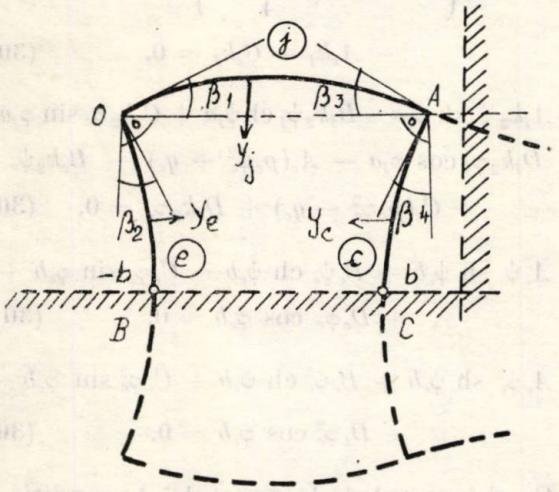


Fig. 3. Porțiune din forma modului de vibrație $NC-SJ$ (j, c și e sînt indicii care însoțesc mărimile corespunzătoare celor trei porțiuni ale circuitului magnetic).

avînd mișcări de translație paralele cu direcția jugurilor în timpul oscilațiilor.

Tot la modul de vibrație $NC-SJ$, se observă că în punctul A, unde forma de deformare taie axa jugului, vibrațiile transversale ale jugului sînt nule, iar la capetele porțiunii de jug cuprinse între 0 și A se poate considera că acționează forțe care produc deformarea respectivă. Acest lucru va trebui avut în vedere la echivalarea jugului elastic cu un resort și două mase la extremități egale fiecare cu jumătatea masei barei, adică $m_j/4$, în timp ce coloanele sînt echivalate după sistemul de la punctul 5.1.

Cu aceste precizări și utilizînd restul notațiilor de la punctul 5.1, condițiile la limită pentru modul de vibrație $NC-SJ$ din figura 3, se vor stabili ca și în cazul precedent, avîndu-se în vedere relațiile (7) și (8) și condițiile arătate la punctul 3 [1]. În acest caz, avînd oscilații transversale și coloana din mijloc, numărul constantelor de integrare va fi egal cu 12 și, deci, vor trebui puse 12 condiții la limită.

a. În punctul B, săgeata y_e este maximă, deci derivata săgeții se anulează în acest punct:

$$y'_e(-b) = 0. \tag{18}$$

b. Tot în punctul B, coloana fiind considerată că execută o mișcare de translație, forța tăietoare este nulă:

$$r_e y'''_e(-b) + s_e y'_e(-b) = 0,$$

și în baza relației (18), rezultă:

$$y'''_e(-b) = 0. \tag{19}$$

c. În punctul 0, înlocuindu-se deviațiile unghiulare ale axelor celor două bare cu derivatele săgeților și egalînd momentul arcului caracterizat de k_1 cu momentul care se exercită între bare, se obține:

$$p_j y'_j(o) + q_j y_j(o) - k_1 [y'_j(o) - y'_e(o)] = 0. \tag{20}$$

d. Forța tăietoare de la capătul coloanei, în punctul 0, este egală cu forța elastică de întindere a jugului cu lungimea $y_e(o) + y_c(o)$ și cu forța de inerție a masei echivalente, adică:

$$r_e y'''_e(o) + s_e y'_e(o) - k_j [y_e(o) + y_c(o)] + \frac{m_j}{4} \omega^2 y_e(o) = 0. \tag{21}$$

e. Tot în punctul 0, dar forța tăietoare din secțiunea jugului, se egalează cu celelalte forțe exercitate de coloană:

$$r_j y'''_j(o) + s_j y'_j(o) + k_e y_j(o) - \frac{m_e}{6} \omega^2 y_j(o) = 0. \tag{22}$$

j. În colțul D, cuplurile care se exercită de cele două părți sînt egale:

$$p_e y''_e(o) + q_e y_e(o) - p_j y''_j(o) - q_j y_j(o) = 0. \tag{23}$$

g. În punctul A, cum se vede în figura 3 forma de deformare taie axa jugului și amplitudinea vibrațiilor este nulă:

$$y_j(a) = 0. \tag{24}$$

h. Tot în punctul A, cuplurile care se exercită de cele două părți sînt egale:

$$-p_j y''_j(a) - q_j y_j(a) + p_c y''_c(o) + q_c y_c(o) = 0,$$

și în baza relației (24), se scrie:

$$-p_j y''_j(a) + p_c y''_c + q_c y_c(o) = 0. \tag{25}$$

i. Forța tăietoare în secțiunea coloanei din mijloc, în punctul A, este egală cu forța elastică de întindere a jugului cu lungimea $y_e(o) + y_c(o)$ și cu forța de inerție a masei echivalente:

$$-r_c y'''_c(o) - s_c y'_c(o) - k_j [y_0(o) + y_e(o) + \frac{m_j}{4} \omega^2 y_c(o) = 0. \tag{26}$$

j. Cuplul arcului de legătură între jug și coloana centrală, în punctul A, este egal cu cuplul care se exercită între cele două bare, ca și în cazul c:

$$-p_c y_c''(o) - q_c y_c(o) + k_2\,[y_c'(o) - y_j'(a)] = 0. \tag{27}$$

k. În punctul C, ca și în punctul B, săgeata este maximă, și deci:

$$y_c'(b) = 0. \tag{28}$$

1. Tot în punctul C, din aceleași motive ca și pentru punctul B, forța tăietoare este nulă, adică:

$$r_c y_c'''(b) + s_c y_c'(b) = 0,$$

și în baza relației (23):

$$y_c'''(b) = 0. \tag{29}$$

Dacă în relațiile celor 12 condiții la limită care corespund celor 12 constante de integrare ale săgeților jugului și celor două coloane se introduc valoarea lui y din relația (6) și valorile derivatelor acesteia, și dacă se ordonează termenii în funcție de constantele A, B, C și D, particularizate pentru jug și cele două coloane, se obține următorul sistem:

$$-A_e\psi_e \operatorname{sh}\psi_e b + B_e\psi_e \operatorname{ch}\psi_e b + C_e\varphi_e \sin\varphi_e b + D_e\varphi_e \cos\varphi_e b = 0', \tag{30 a}$$

$$-A_e\psi_e^3 \operatorname{sh}\psi_e b + B_e\psi_e^3 \operatorname{ch}\psi_e b - C_e\varphi_e^3 \sin\varphi_e b - D_e\psi_e^3 \cos\psi_e b = 0, \tag{30 b}$$

$$A_j(p_j\psi_j^2 + q_j) - B_j k_1\psi_j + C_j(q_j - p_j\varphi_j^2) - D_j k_1\varphi_j + B_e\psi_e k_1 + D_e\varphi_e k_1 = 0, \tag{30 c}$$

$$-A_e\left(k_j - \frac{m_j}{4}\omega^2\right) + B_e(r_e\psi_e^3 + s_e\psi_e) - C_e \times \left(k_j - \frac{m_j}{4}\omega^2\right) - D_e(r_e\varphi_e^3 - s_e\varphi_e) - A_c k_j - C_c k_j = 0, \tag{30 d}$$

$$A_j\left(k_e - \frac{m_e}{6}\omega^2\right) + B_j(r_j\psi_j^3 + s_j\psi_j) + C_j\left(k_e - \frac{m_e}{6}\omega^2\right) - D_j(r_j\varphi_j^3 + s_j\varphi_j) = 0. \tag{30 e}$$

$$-A_j(p_j\psi_j^2 + q_j) + C_j(p_j\varphi_j^2 - q_j) + A_e(p_e\psi_e^2 + q_e) - C_e(p_e\varphi_e^2 - q_e) = 0, \tag{30 f}$$

$$A_j \operatorname{ch}\psi_j a + B_j \operatorname{sh}\psi_j a + C_j \cos\varphi_j a + D_j \sin\varphi_j a = 0, \tag{30 g}$$

$$-A_j p_j\psi_j^2 \operatorname{ch}\psi_j a - B_j p_j\psi_j^2 \operatorname{sh}\psi_j a + C_j p_j\varphi_j^2 \cos\varphi_j a + D_j p_j\varphi_j^2 \sin\varphi_j a + A_c(p_c\psi_c^2 + q_c) - C_c(p_c\varphi_c^2 - q_c) = 0, \tag{30 h}$$

$$-A_c\left(r_c\psi_c^2 + k_j - \frac{m_j}{4}\omega^2\right) - B_c s_c\psi_c + C_c\left(r_c\varphi_c^2 - k_j + \frac{m_j}{4}\omega^2\right) - D_c s_c\varphi_c - A_e k_j - C_e k_j = 0, \tag{30 i}$$

$$-A_j k_2\psi_j \operatorname{sh}\psi_j a - B_j k_2\psi_j \operatorname{ch}\psi_j a + C_j k_2\varphi_j \sin\varphi_j a - D_j k_2\varphi_j \cos\varphi_j a - A_c(p_c\psi_c^2 + q_c) + B_c k_2\psi_c + C_c(p_c\varphi_c^2 - q_c) + D_c k_2\varphi_c = 0, \tag{30 j}$$

$$A_c\psi_c \operatorname{sh}\psi_c b + B_c\psi_c \operatorname{ch}\psi_c b - C_c\varphi_c \sin\varphi_c b + D_c\varphi_c \cos\varphi_c b = 0, \tag{30 k}$$

$$A_c\psi_c^3 \operatorname{sh}\psi_c b + B_c\psi_c^3 \operatorname{ch}\psi_c b + C_c\varphi_c^3 \sin\varphi_c b - D_c\varphi_c^3 \cos\varphi_c b = 0. \tag{30 l}$$

Ca și în cazul de la punctul 5.1, condiția ca determinantul sistemului să fie nul, conduce la ecuația frecvențelor proprii de oscilație ale miezului transformatorului.

6. Precizări privind calculul frecvențelor proprii de oscilație ale miezurilor

Ecuațiile (17) și (30) formează sistemele de ecuații în care necunoscutele sînt constante de integrare A, B, C și D. În raport cu aceste necunoscute, sistemele sînt liniare și omogene.

Pentru ca fiecare din sistemele de ecuații să admită soluții care să nu fie toate nule, trebuie ca determinantul fiecărui sistem să fie nul. Această condiție, ca determinantul sistemului să fie nul, conduce la o ecuație care are frecvența sau pulsația ei ca necunoscută. Soluțiile ecuației reprezintă frecvențele proprii ale miezului transformatorului. Dintre toate soluțiile diferite de zero ale ecuației formate prin anularea determinantului, în practică interesează numai soluția pozitivă cu cea mai mică valoare, adică acea soluție care dă prima frecvență proprie de oscilație, corespunzătoare modului de vibrație pentru care s-au scris ecuațiile de bază.

Odată determinate soluțiile sistemelor, în funcție de una dintre necunoscute, se poate particulariza relația (6), pentru a da variația săgeții în lungul jugului și coloanelor, trasîndu-se modul de vibrație.

Dacă se face măsurarea vibrațiilor într-un punct cunoscut, pentru o forță de excitație dată, atunci pentru acel caz se pot determina în valori absolute, valorile săgeții pentru întreg sistemul.

Trebuie menţionat că atît soluţiile ψ şi φ ale ecuaţiei (5), cît şi ariile A, momentele de inerţie I, masele m şi lungimile a şi b, sînt cunoscute ca date constructive ale transformatorului. De asemenea, se pot determina şi constantele elastice k ale coloanelor şi jugurilor, dacă se mai dă modulul de elasticitate, ca şi în cazul lui ψ şi φ.

În schimb, constantele elastice k_1 şi k_2 ale arcurilor care echivalează deformările elastice de la colţuri vor trebui estimate şi funcţie de unghiul de îmbinare a tolelor, de mărimea ariilor de suprapunere, de numărul ciclurilor de împachetare, de numărul de tole pe stratul unui ciclu, de modul de strîngere a jugurilor şi coloanelor şi presiunea de strîngere realizată etc. Cu alte cuvinte, trebuie determinată experimental o lege de variaţie a constantelor elastice k_1 şi k_2, care să conducă la o estimare stisfăcătoare a lor pentru diferite situaţii.

Precizările făcute mai sus, arată că determinarea frecvenţelor proprii de oscilaţie, plecînd de la sistemele (17) şi (30), nu se poate face în etapa actuală cu precizia cerută, adică să fie asigurată precis condiţia ca aceste frecvenţe să fie cu cel puţin 10 Hz mai mari sau mai mici decît două frecvenţe succesive de excitaţie, $2\nu f$ şi $2(\nu + 1) f$[1]. În plus, măsurătorile de zgomot efectuate pe loturi de transformatoare din cadrul seriilor unitare, au arătat că valorile obţinute au o mare dispersie [17, 18]. Ori, această dispersie îşi are originea, pe de o parte tocmai în constantele de material şi în cele de natură tehnologică arătate mai sus, iar pe de altă parte, în neuniformitatea proprietăţilor magnetostrictive ale tolelor, datorită variaţiilor locale ale proprietăţilor lor fizice şi geometrice. La toate acestea se mai adaugă influenţa înfăşurării şi modul de cuplare a ei cu miezul magnetic, apoi influenţa suporţilor şi a sistemului de aşezare în cuvă a părţii decuvabile.

Odată cu stăpînirea acestor parametri care caracterizează partea decuvabilă a transformatorului, sau cînd se va trece la o nouă formă constructivă la care parametrii din relaţiile date să poată fi determinaţi cu un grad de precizie mai mare, metoda de determinare a frecvenţelor de rezonanţă ale miezurilor transformatoarelor va putea fi inclusă în metodicele de proiectare. Cu toate acestea, prezenta lucrare nu îşi pierde din valoare. Ea reuşeşte să dea ecuaţiile de bază pentru calculul frecvenţelor proprii ale miezurilor transformatoarelor sub forma cea mai generală, avînd ca îngrădire numai modurile de vibraţie care au fost stabilite atît teoretic, cît şi experimental [7, 15, 16].

Concluzii

Calculul frecvenţelor proprii de oscilaţie, în scopul evitării intrării miezurilor în rezonanţă mecanică cu armonicele forţelor de excitaţie a miezurilor, a făcut obiectul a numeroase lucrări în literatura de specialitate. Dar nici una dintre metode nu a condus la rezultate satisfăcătoare atunci cînd s-a aplicat la transformatoare de construcţie normală.

Ecuaţiile de bază stabilite în lucrare, pe o cale inedită, se bazează pe formele cele mai generale ale ecuaţiilor vibraţiilor transversale ale jugurilor şi coloanelor şi pe formele cele mai generale ale momentelor încovoietoare şi ale forţelor tăietoare, avînd ca singură îngrădire modurile de vibraţie.

Forma generală a ecuaţiilor mai prezintă marele avantaj că scoate în evidenţă şi liniile de cercetare pentru a se putea ajunge la o predeterminare a frecvenţelor de rezonanţă ale miezurilor transformatoarelor, din faza de proiectare.

Bibliografie

[1] *Bichir, I. N.* Contribuţii la studiul zgomotului transformatoarelor. Teză de doctorat, IPB, 1974.

[2] *Harris, W. C., Crede, T. C.* Şocuri şi vibraţi (traducere din limba engleză). Bucureşti, Editura tehnică, 1968.

[3] *Rădoi, M., Voiculescu, D., Deciu, E.* Elemente de vibraţii mecanice. Bucureşti, Editura tehnică, 1973.

[4] *Baxmann, W.* Zür Theorie des Transformatorlärms magnetischen Ursprungs. Dissertation, T. H. Hannover, 1961.

[5] *Draeger, J.* Ein Beitrag zur Berechnung der Eigenfrequenzen der Kerne von Drehstromkerntransformatoren. Dissertation T. H. Hannover, 1965.

[6] *Reinke, H.* Berechnung der mechanische Eigenfrequenzen von Drehstrom Kerntransformatoren. Dissertation, T. H. Hannover, 1963.

[7] *Wolf, D.* Dürch magnetostriktive Kräfte hervorgerufene Wechselverformungen der Kerne von Drehstromtransformatoren. Dissertation, T. H. Hannover, 1960.

[8] *Henshell, D. R., Benneti, J. P., Mc. Callion, H., Milner, M.* Natural frequencies and mode shopes of vibration of transformer cores. In : Proc. IEE, **112**, 1965, nr. 11, p. 2133—2139.

[9] *Jordan, H.* Über den magnetischen Lärm von Drehstromkern-transformatoren. In : ETZ-A, **81**, 1960, nr. 3, p. 97—101.

[10] *Draeger, J.* Zür Frage der Berechnung der Eigenfrequenzen von Transformatorkerner. In : Conti Elektro-Berichte, **12**, 1966, nr. 3, p. 156—164.

[11] *Timoshenko, S. P.* Théorie des vibration. Paris, Librairie Polytechnique, 1947.

[12] *Sobolev, L. S.* Ecuaţiile fizicii matematice (traducere din limba rusă). Bucureşti, Editura tehnică, 1955.

[13] *Buzdugan, Gh.* Rezistenţa materialelor, Bucureşti, EDP, 1964.

[14] *Draeger, J.* Die Berechnung der Eigenfrequenzen der Kerne von Drehstrom-Kerntransformatoren. In : Blaue TH-Reihe, Heft **75**, p. 51—75, Verlag Hallwag.

[15] *Jordan, H., Reinke, H., Taegen, P.* Mechanische Eigenfrequenzen von Transformatoren. In : AEG-Mitt. **52**, 1962, p. 445—449.

[16] *Taegen, P., Reinke, H.* Geräuschprobleme bei Transformatoren. In : Blaue TR-Reihe, Heft **75**, Verlag Hallwag, p. 5—16.

[17] *Criciotoriu, El.* Determinarea nivelului de zgomot la transformatoare electrice. A III-a sesiune ştiinţifică IPC-Electroputere şi Universitate, Craiova, mai-iunie 1974.

[18] *Bichir, N.* Zgomotul transformatoarelor şi modul de variaţie a lui în cadrul seriilor unitare. În : Electrotehnica, **24**, 1976, nr. 1, p. 15—22.

CZ 621.316.7 :621 – 526

SERVOMOTOR ASINCRON BIFAZAT
COMANDĂ DE FAZĂ
INVERTOR CU TRANZISTOARE

Caracteristicile electromecanice ale sistemului invertor monofazat – servomotor asincron bifazat

RĂZVAN MĂGUREANU, ALEXANDRU POPESCU, VLADIMIR BORISOV, GHEORGHE PETRESCU* – Bucureşti

Introducere

Servomotorul asincron bifazat, în special cu rotor pahar, are largi aplicaţii în tehnica aerospaţială, în tehnica echipamentelor periferice ale calculatoarelor, în construcţia diverselor microservomecanisme şi a aparaturii de înregistrare.

Construcţia sa simplă şi robustă, momentul de inerţie redus, absenţa cuplurilor electromagnetice parazite, metodele simple de comandă, fac servomotorul asincron bifazat cu rotor pahar ideal pentru antrenarea servosistemelor de mică putere. Cunoaşterea comportării sale în regim staţionar şi dinamic la diverse tipuri de comandă este deosebit de utilă şi poate servi proiectanţilor în alegerea celei mai bune soluţii.

Pe lîngă comenzile de amplitudine şi fază clasice, odată cu dezvoltarea semiconductoarelor de putere, s-a apelat din ce în ce mai des la comanda prin invertoare a acestor tipuri de maşini. În cazul în care se află la dispoziţie o sursă de frecvenţă constantă adecvată pentru comanda de excitaţie a motorului, cea mai simplă şi eficace soluţie pentru reglarea vitezei sale o reprezintă comanda de fază printr-un invertor monofazat cu tranzistoare.

Forma celor două tensiuni de excitaţie şi comandă este prezentată în figura 1.

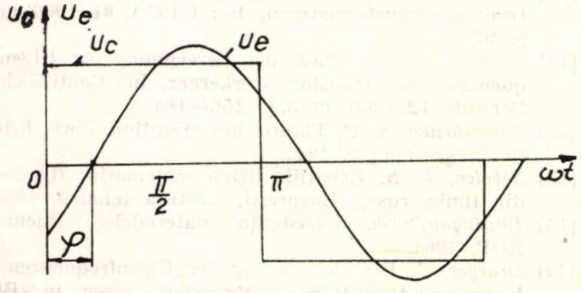


Fig. 1. Variaţia în timp a tensiunilor de excitaţie şi comandă a servomotorului asincron bifazat.

Analiza regimului staţionar poate fi, în principal, realizată la fel ca la orice maşină de curent alternativ prin următoarele metode :

— analiza Fourier, metodă care are dezavantajul manipulării unui număr mare de armonici [1];

— simularea directă pe un calculator digital sau analogic, pornindu-se de la condiţii iniţiale nule şi luînd în consideraţie numai regimul staţionar. Metoda cere un timp relativ mare de lucru pe calculator [2];

— utilizarea metodei variabilelor de stare, metodă utilizată în literatură pînă în prezent în alte aplicaţii [3, 4, 5, 6].

1. Modelul matematic

Motorul bifazat real (fig. 2 *a*) poate fi înlocuit printr-un model matematic adecvat [5] (fig. 2 *b*).

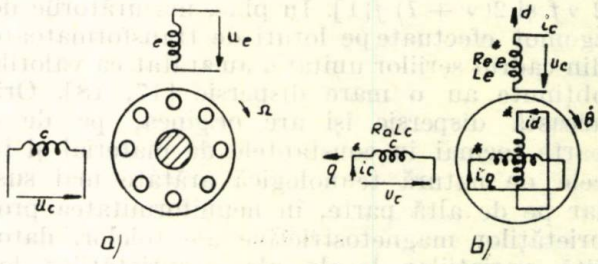


Fig. 2. *a* — Schema de principiu a servomotorului asincron bifazat;
b — Schema echivalentă a servomotorului asincron bifazat.

Deoarece constantele de timp electromagnetice sînt, în general, mult mai mici decît cele mecanice, în regim tranzitoriu electromecanic cele două regimuri se pot separa şi cu bună aproximaţie un astfel de regim dinamic se poate descrie ca un regim tranzitoriu mecanic, realizat pe baza unei succesiuni de regimuri staţionare electrice. Din această cauză caracteristicile servomotorului în regim staţionar prezintă o importanţă deosebită, pe baza lor fiind analizabil orice regim tranzitoriu. Pentru o viteză constantă, respectiv o alunecare constantă, modelul din figura 2 *b* poate fi scris matematic sub formă matricială [7]:

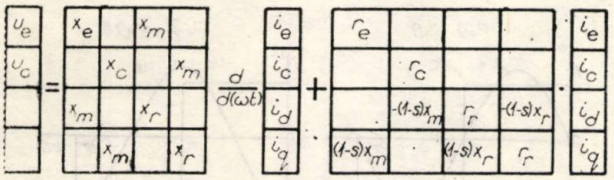
$$\begin{bmatrix} u_e \\ u_c \\ \cdot \\ \cdot \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_e+px_e & & px_m & \\ & r_c+px_c & & px_m \\ px_m & -(1-s)x_m & r_r+px_r & -(1-s)x_r \\ (1-s)x_m & px_m & (1-s)x_r & r_r+px_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_e \\ i_c \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$m_- = x_m(i_e i_q - i_c i_d), \quad (2)$$

* Dr. ing. *Măgureanu, R.* este conferenţiar la Catedra de maşini electrice, Institutul politehnic Bucureşti, iar *Popescu A.* şi *Borisov, V.* sînt ingineri stagiari la Întreprinderea de cabluri şi materiale electroizolante — Bucureşti, respectiv Întreprinderea de maşini grele — Bucureşti, *Gh. Petrescu* este inginer la Întreprinderea de echipamente periferice Bucureşti.

unde, u_e și u_c sînt tensiunile de excitație și comandă raportate; i_e, i_c, i_d, i_q — curenții raportați; r_e, r_c, r_r și x_e, x_c, x_r — rezistențele, respectiv reactanțele raportate ale înfășurărilor de excitație, comandă și rotorice, x_m — reactanța de magnetizare, m — cuplul electromagnetic, s — alunecarea, iar p — operatorul de derivare $\mathrm{d}/\mathrm{d}(\omega t)$.

Ecuațiile (1) pot fi scrise sub forma:



sau compact: (3)

$$[u] = [D] \cdot \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}(\omega t)}[i] + [B] \cdot [i], \tag{4}$$

respectiv:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}(\omega t)}[i] = -[D]^{-1} \cdot [B] \cdot [i] + [D]^{-1}[u]. \tag{5}$$

Pentru o rezolvare mai simplă a sistemului (5) să considerăm variația în timp a tensiunii de excitație și comandă din figura 1, pe domeniul $0-\pi$ (în afara punctelor 0 și π, unde, funcția u_c este discontinuă):

$$\begin{vmatrix} u_e \\ u_c \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} U_{em} \sin(\omega t - \varphi) \\ U_c \end{vmatrix} \tag{6}$$

și derivatele sale:

$$\begin{vmatrix} b_e \\ b_c \end{vmatrix} = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}(\omega t)} \begin{vmatrix} u_e \\ u_c \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} U_{em} \cos(\omega t - \varphi) \\ 0 \end{vmatrix}. \tag{7}$$

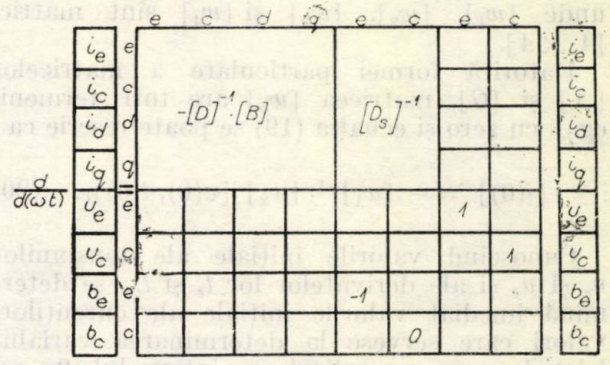
$$\frac{\mathrm{d}^2}{\mathrm{d}(\omega t)^2} \begin{vmatrix} u_e \\ u_c \end{vmatrix} = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}(\omega t)} \begin{vmatrix} b_e \\ b_c \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -U_{em} \sin(\omega t - \varphi) \\ 0 \end{vmatrix}, \tag{8}$$

sau:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}(\omega t)} \cdot [b] = \begin{vmatrix} -1 & \\ & 0 \end{vmatrix} \cdot [u], \tag{9}$$

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}(\omega t)}[u] = \begin{vmatrix} 1 & \\ & 1 \end{vmatrix} \cdot [b]. \tag{10}$$

Cu aceste legături ecuația (5) se poate scrie:



(11)

unde: $[D_s]^{-1}$ este matricea primelor două coloane ale matricei pătrate $[D]^{-1}$.

Ecuația (11) poate fi scrisă sub formă restrînsă:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}(\omega t)}[x] = [A] \cdot [x], \tag{12}$$

unde, $[x]$ reprezintă vectorul de stare generalizat ce cuprinde atît mărimile de stare cît și funcțiile perturbatoare.

Soluția acestei ecuații pe intervalul $(0-\pi)$ este de forma:

$$[x(\omega_e t)] = e^{\omega_e t[A]}[x(0)]. \tag{13}$$

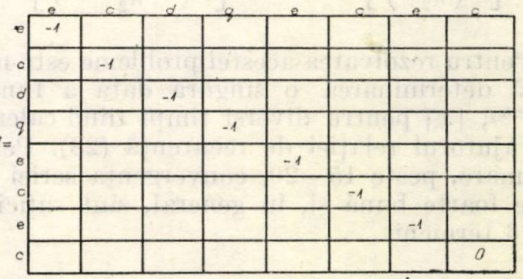
Datorită periodicității funcțiilor perturbatoare (u_e și u_c) și liniarității sistemului (11) se poate găsi relații de legătură dintre valorile inițiale și finale ale lui $[x]$ de forma:

$$[x(\pi)] = e^{\pi[A]}[x(0)], \tag{14}$$

$$[x(\pi)] = [G] \cdot [x(0)], \tag{15}$$

unde, $[G]$, datorită formei particulare a tensiunilor de excitație și comandă este:

(16)



(16)

Rezolvînd setul de ecuații (14)—(15) valorile inițiale se determină pe baza relației (17):

$$\{[G] - e^{\pi \cdot [A]}\} \cdot [x(0)] = [0], \tag{17}$$

sau:

$$[w] \cdot [x(0)] = [0], \tag{18}$$

respectiv:

$$\begin{bmatrix} [w_1] & [w_2] \\ [w_3] & [w_4] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [i(0)] \\ [u(0), b(0)]_T \end{bmatrix} = [0], \tag{19}$$

unde $[w_1]$, $[w_2]$, $[w_3]$ și $[w_4]$ sînt matrici $[4 \times 4]$.

Datorită formei particulare a matricelor $[A]$ și $[G]$, matricea $[w_3]$ are toți termenii egali cu zero și ecuația (19) se poate rescrie ca :

$$[i(0)] = -[w_1]^{-1} \cdot [w_2] \cdot [u(0), t(0)]_T. \quad (20)$$

Cunoscînd valorile inițiale ale tensiunilor u_e și u_c și ale derivatelor lor t_e și t_c, se determină imediat valorile inițiale ale curenților, valori care servesc la determinarea variabilelor de stare generalizate pe intervalul $(0-\pi)$.

Pentru evaluarea funcției matriceale $e^{\omega_e T[A]}$ se utilizează relația sa de definiție :

$$e^{\omega_e T[A]} = [I] + \frac{[A] \cdot \omega_e T}{1!} + \frac{([A] \cdot \omega_e T)^2}{2!} + \ldots + \frac{([A] \cdot \omega_e T)^n}{n!} + \ldots, \quad (21)$$

serie care are o bună convergență și pentru care 15—20 termeni sînt, în general, suficienți la $\omega T = \pi$.

Odată determinate condițiile inițiale restul valorilor pe intervalul $0 \div \pi$ se determină pas cu pas, luîndu-se un pas Δt :

$$[x(\omega(t + \Delta t))] = e^{\omega \Delta t[A]} [x(\omega(t))]. \quad (22)$$

Dacă intervalul $\omega T = \pi$ se împarte în n_2 părți egale pentru orice timp $t = n\Delta t = \frac{n}{n_2}\pi$, se poate scrie următoarea relație :

$$\left[x\left(\frac{n}{n_2}\pi\right)\right] = e^{[A]\pi/n_2} \cdot \left[x\left(\frac{n-1}{n_2}\pi\right)\right]. \quad (23)$$

Pentru rezolvarea acestei probleme este necesară determinarea o singură dată a funcției $e^{[A]\pi/n_2}$, $[x]$ pentru diverși timpi fiind calculați cu ajutorul relației de recurență (23). Pentru n_2 mare, peste 15—20, convergența seriei (21) este foarte bună și, în general, sînt suficienți 5—6 termeni.

2. Prezentarea rezultatelor

Ca exemplu de utilizare a metodei se consideră cazul unui servomotor asincron bifazat cu rotor pahar, comandat printr-un invertor cu tranzistoare. Parametrii servomotorului în unități relative sînt : $x_e = 0{,}5$; $x_c = 0{,}5$; $x_m = 0{,}4$; $x_r = 0{,}41$; $r_e = 0{,}2$; $r_c = 0{,}2$; $r_r = 0{,}8$. Calculele s-au făcut pentru diverse defazaje φ dintre tensiunea de excitație și comandă, din 15 în 15° pentru un domeniu între 0 și 90° și diverse viteze relative v din 0,1 în 0,1, pe domeniul 0 — 1. Intervalul de timp $\omega t = \pi$ a fost împărțit în 20 de subintervale, pentru fiecare limită de subinterval determinîndu-se curenții instantanei și respectiv cuplul electromagnetic instantaneu. Cuplul mediu a fost determinat prin integrarea cuplului instantaneu pe intervalul $0 - \pi$.

În figura 3 s-a prezentat variația în timp a tensiunilor și curenților de excitație și comandă,

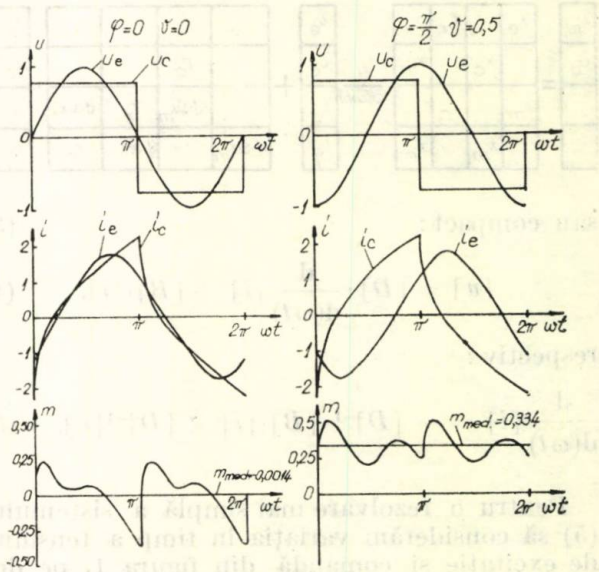


Fig. 3. Variațiile în timp calculate ale tensiunilor, curenților și cuplului electromagnetic instantaneu ale servomotorului asincron bifazat studiat : $a - \varphi = 0$, $v = 0$; $b - \varphi = 90°$, $v = 0{,}5$.

precum și a cuplului electromagnetic instantaneu pentru două defazaje diferite ($\varphi = 0$, $v = 0$ și $\varphi = 90°$, $v = 0{,}5$). Amplitudinea armonicii fundamentale a tensiunii de comandă a fost aleasă egală cu amplitudinea tensiunii de excitație (în valori relative).

Pentru verificarea experimentală a metodei, în cadrul Catedrei de mașini electrice a Institutului politehnic—București, a fost realizat un invertor cu tranzistoare cu comandă de fază și de amplitudine.

Caracteristicile mecanice teoretice ale servomotorului studiat sînt prezentate în figura 4, cuplul de bază fiind definit ca :

$$M_b = \frac{U_b I_b}{\Omega_0} = \frac{2 U_{cN} I_{cN}}{\Omega_0}. \quad (24)$$

Ca tensiune și curent de bază U_b, I_b, s-a ales valoarea instantanee maximă a tensiunii și curentului nominal al înfășurării de comandă. Ω_0 reprezintă viteza de sincronism a servomotorului, 314 rad/s în cazul de față.

Încercările experimentale au condus în general la valori ale cuplului la arbore cu 5—12% mai reduse decît cele obținute prin calcul

diferenţe cauzate de erorile introduse de metodele de măsurare a cuplului (frînă electromagnetică) şi a parametrilor servomotorului.

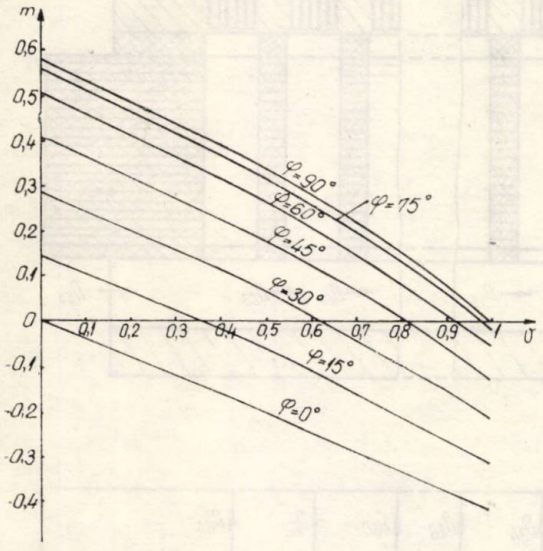


Fig. 4 Caracteristicile mecanice ale servomotorului asincron bifazat studiat pentru diverse defazaje ale tensiunii de comandă.

3. Concluzii

Articolul de faţă prezintă o metodă directă pentru determinarea comportării în regim staţionar a servomotorului asincron bifazat, comandat cu ajutorul unui invertor monofazat cu tranzistoare. Metoda este simplă, mai exactă decît celelalte metode prezentate în introducere. Tehnica utilizată, cea a variabilelor de stare a permis determinarea soluţiei sub o formă compactă, analitică, soluţie explicitată printr-o serie de foarte bună convergenţă.

Cazul de faţă este un exemplu de utilizare a variabilelor de stare în analiza maşinilor electrice, demonstrînd posibilităţile largi ale metodei în toate problemele de maşini electrice comandate prin invertoare sau redresoare cu semiconductoare comandate.

Bibliografie

[1] *Sabagh, E. M.* şi *Swewan, W.* Characteristics of an adjustable speed polyphase induction machine. In: IEEE Transaction on P.A.S., vol. 3, 1968, p. 613—623.
[2] *Chalmers, B. J., Măgureanu, R. M., Hindmarsh, J.* A general principle for brushless synchronous machines and its application in a new inverter — fed drive, Proceedings IEE vol. 119. No 11, p. 1641—1642.
[3] *Novotny, D., Fath, A. F.* The analysis of induction machines controlled by series connected semiconductor switches, IEE Transaction on P.A.S., 1968, No 2, p. 597—605.
[4] *Lippo, T. A.* The analysis of induction motors with voltage control by symmetrical triggered thyristors, IEEE Transaction on P.A.S., 1971, No 2, p. 515—525.
[5] *Măgureanu, R.* Maşini electrice speciale, vol. I, IPB, 1973.
[6] *Măgureanu, R.* A State variable analysis of inverter-fed, a.c. machines. IFAC Symposiom on Electrical Drives Dusseldorf, oct, 1974.
[7] *Măgureanu, R., Cănescu, S.* Maşini electrice speciale. Încercări de laborator, IPB, 1977.
[8] *Fransua, Al., Măgureanu, R.* Maşini şi acţionări electrice. Probleme fundamentale. Editura Tehnică 1977.

CZ 538.55 :512.831

CIRCUITE ELECTRICE NELINIARE
TEHNICI DE CALCUL CU MATRICE RARE

Utilizarea tehnicilor de calcul cu matrice rare în analiza circuitelor electrice neliniare

MARIA NEAMŢU, MIHAI IORDACHE* — Bucureşti

Introducere

În lucrare se prezintă modalităţile de utilizare a tehnicilor de calcul cu matrice rare în analiza circuitelor electrice neliniare. Se scot în evidenţă avantajele deosebite ale acestor tehnici moderne de calcul, în ceea ce priveşte timpul de calcul, precizia şi capacitatea de memorare pe calculatorul numeric, în studiul circuitelor electrice neliniare complexe.

Efectuînd numeroase calcule de circuite electrice neliniare, atît în regim permanent, cît şi în regim variabil, s-a constatat că folosirea algoritmului lui J. E. Key [1] (de rezolvare a sistemelor algebrice liniare, care au matricele coeficienţilor de tipul matricelor rare) în metoda seriilor Taylor amortizate [2] de soluţionare a sistemelor algebrice neliniare, conduce la o reducere substanţială a timpului de calcul (de zece ori sau chiar mai mult) şi la o economie importantă de memorie faţă de metodele directe. De asemenea, aceasta duce la o sporire a preciziei de calcul.

Pentru ilustrarea modului de utilizare a tehnicilor de calcul cu matrice rare, în analiza circuitelor electrice neliniare s-a efectuat un program de calcul care a fost verificat pe o gamă largă şi variată de circuite neliniare. În lucrare se expune calculul circuitului de ventilaţie al rotoarelor turbogeneratoarelor de medie putere, figura 1 a, b. Pentru schema

* Ing. *Neamţu, M.* este asistentă, dr. ing. *Iordache, M.* — şef de lucrări la Institutul politehnic — Bucureşti.

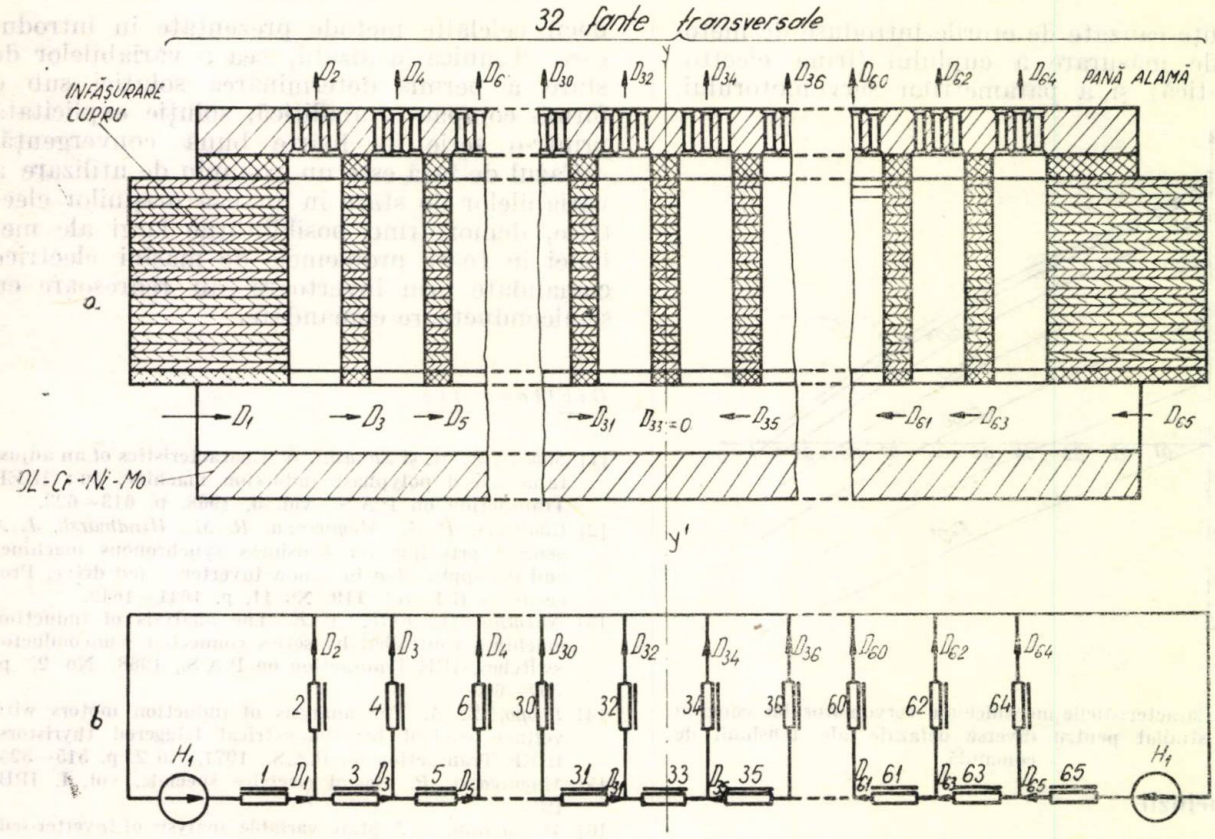


Fig. 1. *a* — Secțiune longitudinală prin modelul fizic al rotorului turbogeneratorului de medie putere; *b* — Schemă echivalentă cu rezistențe aerodinamice.

echivalentă a circuitului de ventilație din figura 1 b s-a utilizat modelul prezentat în [3].

În analiza circuitelor electrice neliniare, atît în regim staționar, cît și în regim variabil, este necesar ca la fiecare pas de calcul, în cea mai mare parte a algoritmelor existente, să se rezolve unul sau mai multe sisteme de ecuații algebrice neliniare, [2—9]. Majoritatea algoritmelor de rezolvare a sistemelor de ecuații algebrice neliniare, așa cum este metoda Newton-Raphson (de altfel cea mai cunoscută și utilizată de specialiști), cît și toate celelalte variante îmbunătățite ale acestei metode [2, 8, 9], folosesc la fiecare etapă de calcul o metodă de rezolvare a unui sistem de ecuații algebrice liniare de forma :

$$Ax = B, \tag{1}$$

în care A este o matrice pătrată $n \times n$; x vectorul necunoscutelor, $n \times 1$; și B vectorul termenilor liberi, $n \times 1$.

În foarte multe cazuri matricea A are mulți coeficienți nuli și în acest caz, pentru rezolvarea sistemului (1), este mult mai avantajos să se utilizeze tehnicile de calcul cu matrice rare.

Deoarece metodele directe necesită memorarea tuturor elementelor matricei A pe mașinile de calcul obișnuite se pot rezolva sisteme algebrice liniare de pînă la 150 necunoscute. Folosind tehnicile de calcul cu matrice rare pentru rezolvarea sistemului (1), se pot rezolva, pe aceleași tipuri de mașini de calcul, sisteme cu peste 20 000 de necunoscute. Aceasta prezintă o deosebită importanță practică atît în analiza circuitelor electrice neliniare, cît și în metoda elementelor finite de calcul a cîmpului electromagnetic [1, 10, 11].

1. Descrierea algoritmului de calcul

Circuitul de ventilație reprezentat în figura 1 b prezintă o simetrie perfectă în raport cu axa yy' și, deci, se poate rezolva numai pentru jumătate din numărul fantelor transversale. Conform teoremelor lui Kirchhoff și avînd în vedere sensurile de referință din figura 1 b, ecuațiile circuitului format cu primele 16 fante transversale au forma :

$$\begin{cases} D_{2k-1} - D_{2k} - D_{2k+1} = 0, \; k = 1,2,\ldots,15; & (2a) \\ R_1(D_1)\cdot D_1^2 + R_2(D_2)\cdot D_2^2 = H_1; & (2b) \\ -R_{2k}(D_{2k})\cdot D_{2k}^2 + R_{2k+1}(D_{2k+1})\cdot D_{2k+1}^2 + \\ \quad + R_{2k+2}(D_{2k+1})\cdot D_{2k+1}^2 = 0, \\ \quad k = 1,\ 2,\ldots 14; & (2c) \\ -R_{30}(D_{30})\cdot D_{30}^2 + R_{31}(D_{31})\cdot D_{31}^2 = 0, & (2d) \end{cases}$$

unde rezistențele aerodinamice [3], au expresiile :

$$R_k(D_k) = A_k + B_k \cdot D_k^{-0,4}, \quad k = 1,2,\ldots,31, \quad (3)$$

în care coeficienții A_k și B_k sînt determinați, în principiu [3], funcție de secțiunea transversală a canalului prin care curge agentul de răcire, de coeficienții de frecare, de curbură etc.

Pentru rezolvarea sistemului (2) s-a utilizat metoda seriilor Taylor amortizate care s-a dovedit cea mai eficientă pentru tipul respectiv de neliniaritate.

Sistemul de ecuații neliniare (2) se poate pune și sub forma :

$$f_i(x) = 0, \quad i = 1, 2,\ldots, n, \quad (4)$$

unde n reprezintă numărul necunoscutelor, iar vectorul necunoscutelor x are forma :

$$x = [x_1, x_2, \ldots, x_n]^t.$$

Sistemul (4) este echivalent cu :

$$F(x) = 0, \quad (5)$$

unde : $F = [f_1, f_2, \ldots, f_n]^t$.

În conformitate cu metoda seriilor Taylor amortizate [2], pentru rezolvarea sistemului (4) se formează funcția :

$$S(x_1, x_2, \ldots, x_n) = \sum_{i=1}^{n} f_i^2(x_1, x_2, \ldots, x_n). \quad (6)$$

Pentru găsirea unei soluții a sistemului (4) trebuie minimizată funcția S. Minimizarea lui S se face printr-o metodă iterativă care folosește funcția de iterație de ordinul doi :

$$\varphi(x) = x - \beta[F'(x)]^{-1}F(x), \quad (7)$$

al cărui șir de iterații este :

$$x^{(k+1)} = \varphi(x^{(k)}) = x^{(k)} - \beta[F'(x^{(k)})]^{-1}F(x^{(k)}), \quad (8)$$

în care $F'(x)$ reprezintă iacobianul funcției F(x).

Pentru $\beta = 1$, funcția de iterație este identică cu cea de la metoda Newton-Raphson. β se alege în așa fel încît inegalitatea :

$$S(x^{(k)} - \beta\Delta x^{(k)}) \leqslant (1 - \beta\lambda)\, S(x^{(k)}), \quad 0 < \lambda < 1, \quad (9)$$

să fie adevărată, unde :

$$\Delta x^{(k)} = [F'(x^{(k)})]^{-1}\, F(x^{(k)}). \quad (10)$$

În program β s-a ales inițial 1, iar dacă condiția (9) nu este satisfăcută se ia $\beta = 2^{-j}$ ($j = 1, 2, \ldots, 16$).

Pentru a evita inversarea iacobianului la fiecare pas de calcul, relația (10) se scrie sub forma :

$$F'(x^{(k)})\,\Delta x^{(k)} = F(x^{(k)}). \quad (11)$$

care reprezintă un sistem algebric liniar. Iacobianul $F'(x^{(k)})$ al sistemului (2) are cel mult trei elemente nenule pe linie și este deci prin excelență matrice rară. La fiecare pas $\Delta x^{(k)}$ se determină folosind tehnica de calcul cu matrice rare prezentată în paragraful următor.

2. Programul de calcul

În figura 2 este reprezentată organigrama de calcul pentru un sistem algebric neliniar care utilizează tehnica matricelor rare pentru soluționarea sistemelor liniare. Programul cuprinde subrutinele :

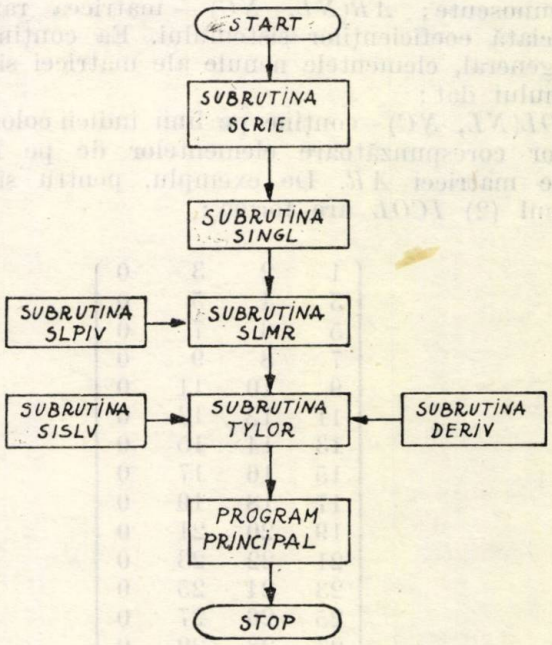


Fig. 2. Organigrama simplificată de calcul.

a. *SISLV* — calculează valorile funcțiilor $f_i(x_1, x_2, \ldots, x_n)$, $i = 1, 2, \ldots, n$, la fiecare iterație ;

b. *DERIV* — calculează iacobianul funcției $F(x)$;

c. *TYLOR* — determină, prin algoritmul prezentat în paragraful 2, soluția sistemului neliniar (2) utilizînd nemijlocit subrutinele : *SISLV*, *DERIV* și *SLMR* ;

d. *SLMR* — calculează valorile Δx la fiecare pas de calcul, folosind subrutinele : *SLPIV* și *SINGL* ;

e. *SLPIV* — selectează elementul pivot cu care se începe procesul de eliminare a elementelor matricei $F'(x)$;

f. *SINGL* — depistează cauzele singularităților ce pot interveni în procesul de eliminare ;

g. *SCRIE* — este folosită de subrutina *SINGL* pentru afişarea mesajelor corespunzătoare singularităţilor găsite.

Deoarece subrutina *SLMR* rezolvă efectiv sistemul (1), respectiv (11), utilizînd tehnica de calcul cu matrice rare, se prezintă, în cele ce urmează, o descriere detaliată a acestei subrutine. Subrutina *SLMR* are forma:

SLMR (*N*, *NL*, *NC*, *AR*, *ICOL*, *B*, *ZTEST*, *ICC*, *ILC*, *IND*),

unde parametrii au următoarele semnificaţii:

N — numărul necunoscutelor sistemului de rezolvat;

NL — numărul de ecuaţii (egal cu *N*);

NC — numărul de coloane ale matricei rare asociată coeficienţilor sistemului. Acesta trebuie să fie egal sau mai mare decît numărul coeficienţilor nenuli ai ecuaţiei cu cele mai multe necunoscute; *AR*(*NL*, *NC*) — matricea rară asociată coeficienţilor sistemului. Ea conţine, în general, elementele nenule ale matricei sistemului dat;

ICOL(*NL*, *NC*) — conţine pe linii indicii coloanelor corespunzătoare elementelor de pe liniile matricei *AR*. De exemplu, pentru sistemul (2) *ICOL* are forma:

$$ICOL(31,4) = \begin{Bmatrix} 1 & 2 & 3 & 0 \\ 3 & 4 & 5 & 0 \\ 5 & 6 & 7 & 0 \\ 7 & 8 & 9 & 0 \\ 9 & 10 & 11 & 0 \\ 11 & 12 & 13 & 0 \\ 13 & 14 & 15 & 0 \\ 15 & 16 & 17 & 0 \\ 17 & 18 & 19 & 0 \\ 19 & 20 & 21 & 0 \\ 21 & 22 & 23 & 0 \\ 23 & 24 & 25 & 0 \\ 25 & 26 & 27 & 0 \\ 27 & 28 & 29 & 0 \\ 29 & 30 & 31 & 0 \\ 1 & 2 & 0 & 0 \\ 2 & 3 & 4 & 0 \\ 4 & 5 & 6 & 0 \\ 6 & 7 & 8 & 0 \\ 8 & 9 & 10 & 0 \\ 10 & 11 & 12 & 0 \\ 12 & 13 & 14 & 0 \\ 14 & 15 & 16 & 0 \\ 16 & 17 & 18 & 0 \\ 18 & 19 & 20 & 0 \\ 20 & 21 & 22 & 0 \\ 22 & 23 & 24 & 0 \\ 24 & 25 & 26 & 0 \\ 26 & 27 & 28 & 0 \\ 28 & 29 & 30 & 0 \\ 30 & 31 & 0 & 0 \end{Bmatrix} \qquad (12)$$

Trebuie urmărit ca în ambele matrice *AR* şi *ICOL*, completarea cu elemente nule să se facă la sfîrşitul liniilor (adică elementele nule în ambele matrice să ocupe ultimele coloane). O astfel de memorare a coeficienţilor nenuli se pretează la cazul studiat, deoarece numărul maxim de necunoscute pe linie este trei, mult mai mic decît numărul ecuaţiilor — treizeci şi unu;

B(*NL*) — vectorul corespunzător termenilor liberi ai sistemului;

ZTEST — parametru de control. Numerelor mai mici decît el li se atribuie valoarea zero;

ILC(*NL*), *ICC*(*NL*) — vectori conţinînd numărul de elemente nenule pe linii, respectiv coloane din matricea iniţială a sistemului;

IND — parametru de control. În cazul în care în procesul de eliminare se depăşeşte *NC* stabilit iniţial, programul se opreşte şi afişează valoarea pe care trebuie să o aibă *NC* pentru a se putea continua procesul eliminării. Pentru rezolvarea sistemului (11) a fost necesar să se mărească *NC* cu o unitate, de aceea *AR* şi *ICOL* au patru coloane în loc de trei.

Subrutina *SLMR* are, în principiu, trei cicluri mari. Ciclul exterior alege un nou element pivot la fiecare pas. Se poate folosi orice metodă de selectare a elementului pivot, însă utilizatorul trebuie să aibă în vedere eficienţa ei pentru sistemul de rezolvat, alegînd pe aceea care conduce în procesul eliminării la un număr minim de necunoscute în ecuaţii şi simultan la erori de trunchiere minime. Pentru sistemul examinat cea mai eficientă s-a dovedit metoda de selectare întîi a liniilor cu număr minim de elemente nenule şi apoi a coloanelor.

Se caută în tabloul *ILC* linia cu cel mai mic număr de elemente nenule şi care nu a mai fost aleasă linie pivot. Dacă două sau mai multe linii au acelaşi număr mic de elemente nenule, este selectată ca pivot linia cu indicele mai mic. Sînt apoi examinate în tabloul *ICC* coloanele corespunzătoare elementelor nenule din linia pivot şi se alege coloana cu număr minim de elemente nenule, dar care n-a mai fost aleasă coloană pivot. De asemenea, dacă două sau mai multe coloane conţin acelaşi număr mic de elemente nenule este aleasă coloană pivot cea cu indicele cel mai mic.

După selectarea unui element pivot, în tabelele *ILC* şi *ICC*, linia şi coloana pivot primesc semnul minus şi astfel nu mai pot fi alese drept linie sau coloană pivot.

Se normalizează linia pivot selectată, împărţind prin elementul pivot şi apoi elementul pivot este pus egal cu unu, pentru a elimina eventualele erori de rotunjire. Ori de cîte ori se cunoaşte că rezultatul unei operaţii aritmetice va fi zero sau unu, elementul respectiv este pus direct egal cu zero sau unu fără a se efectua operaţia respectivă. Astfel numărul operaţiilor aritmetice este minim şi se măreşte precizia calculului.

În ciclul care urmează, printr-o căutare linie după linie se aleg liniile care conţin ele-

mentele din coloana pivot. Dacă coloana pivot conține un singur element, nu se mai continuă căutarea linie după linie, ci se trece la alegerea unui nou element pivot. De asemenea, dacă în această căutare se ajunge la linia pivot, se trece la selectarea altei linii pentru că nu sînt permise operații asupra liniei pivot.

În ciclul al treilea se efectuează o căutare coloană după coloană, pentru a determina elementul pivot ce urmează a fi eliminat. În acest proces pot interveni următoarele cazuri:

1. indicele coloanei în linia cercetată este mai mic decît al coloanei pivot, deci este necesar să se continue cercetarea la altă coloană;

2. indicele coloanei este mai mare decît al coloanei pivot, deci linia nu conține elementul pivot și este aleasă o altă linie;

3. indicele coloanei este egal cu cel al coloanei pivot. Se alege în AR elementul corespunzător coloanei pivot din linia pe care se operează. Se înmulțește linia pivot cu acest element cu semn schimbat și se adună cele două linii conform următoarei reguli:

a — orice element care se găsește numai în linia pivot este introdus în linia operantă, mutînd cu o coloană la dreapta toate elementele cu indicele coloanei, mai mare decît cel al elementului considerat. Corespunzător, se adună liniei, în tabloul ILC, o unitate, deoarece crește numărul elementelor nenule cu o unitate. În urma acestei operații numărul elementelor din linia operantă poate depăși valoarea aleasă inițial pentru NC, ceea ce semnalizează subrutina prin atribuirea valorii 1 parametrului de control IND. Pentru economisirea memoriei este de preferat ca valoarea inițială a lui NC să fie doar cu una, două unități mai mare decît numărul elementelor nenule din linia matricei sistemului cu număr maxim de necunoscute;

b — elementele cu indicii coloanelor egali (dar diferiți de al coloanei pivot) se adună obținînd noul element din linia operantă corespunzător coloanei;

c — elementul pivot care se elimină este scos din linia operantă, simplu, mutînd cu o coloană la stînga toate elementele din dreapta lui. Simultan se operează în tablourile ILC și ICC, micșorînd cu o unitate numărul elementelor nenule din coloana pivot și linia operantă.

Se compară apoi toți termenii rămași cu $ZTEST$ pentru a vedea ce alte elemente, afară de cel de pe coloana pivot, au fost eliminate. Dacă au fost eliminate și alte elemente se operează, de asemenea, în tablourile ILC și ICC.

După eliminare, numărul de elemente nenule în ILC trebuie să fie diferit de zero ca să nu intervină singularități. Dacă totuși intervin, cu ajutorul subrutinelor $SINGL$ și $SCRIE$ pot fi găsite și afișate cauzele ce au determinat apariția acestor nesingularități.

Cînd nu intervin singularități, programul continuă pînă ce a fost selectat cîte un element pivot din fiecare linie și coloană. În acest moment soluția sistemului se află, neordonată, în tabloul B al termenilor liberi. Apoi soluția este ordonată și stocată în prima coloană a matricei AR.

3. Rezultatele obținute

Pentru valorile numerice ale parametrilor:

$A_1 = 0{,}243\,045 \times 10^6$; $A_2 = 0{,}6\,725\,202 \times 10^6$; $A_3 = 0{,}44\,455 \times 10^4$; $A_4 = 0{,}59\,366 \times 10^7$;

$A_5 = 0{,}49\,623 \times 10^4$; $A_6 = 0{,}516\,702 \times 10^7$; $A_7 = 0{,}50\,146 \times 10^4$; $A_8 = 0{,}451\,597 \times 10^7$;

$A_9 = 0{,}48\,156 \times 10^4$; $A_{10} = 0{,}3\,906\,274 \times 10^7$; $A_{11} = 0{,}4531 \times 10^4$; $A_{12} = 0{,}339\,015 \times 10^7$;

$A_{13} = 0{,}41\,807 \times 10^4$; $A_{14} = 0{,}298\,444 \times 10^7$; $A_{15} = 0{,}40\,748 \times 10^4$; $A_{16} = 0{,}2673\,375 \times 10^7$;

$A_{17} = 0{,}39\,453 \times 10^4$; $A_{18} = 0{,}2\,350698 \times 10^7$; $A_{19} = 0{,}41\,747 \times 10^4$; $A_{20} = 0{,}2\,087\,725 \times 10^7$;

$A_{21} = 0{,}37\,213 \times 10^4$; $A_{22} = 0{,}1\,863\,079 \times 10^7$; $A_{23} = 0{,}40\,218 \times 10^4$; $A_{24} = 0{,}1\,763\,106 \times 10^7$;

$A_{25} = 0{,}43\,888 \times 10^4$; $A_{26} = 0{,}1\,697\,646 \times 10^7$; $A_{27} = 0{,}42\,441 \times 10^4$; $A_{28} = 0{,}163\,5545 \times 10^7$;

$A_{29} = 0{,}35\,976 \times 10^4$; $A_{30} = 0{,}1\,679\,746 \times 10^7$; $A_{31} = 0{,}1\,663\,376 \times 10^7$, parametrii exprimați

în Ns^2/m^8; $B_1 = 0{,}521\,494 \times 10^5$; $B_2 = 0{,}20\,522 \times 10^7$; $B_3 = 0{,}10\,669 \times 10^4$;

$B_4 = 0{,}1\,824\,681 \times 10^7$; $B_5 = 0{,}9\,304 \times 10^3$; $B_6 = 0{,}1\,591\,199 \times 10^7$; $B_7 = 0{,}8\,809 \times 10^3$;

$B_8 = 0{,}1\,390\,686 \times 10^7$; $B_9 = 0{,}8\,222 \times 10^3$; $B_{10} = 0{,}120\,521 \times 10^7$; $B_{11} = 0{,}7\,657 \times 10^3$;

$B_{12} = 0{,}1\,047\,561 \times 10^7$; $B_{13} = 0{,}7\,193 \times 10^3$; $B_{14} = 0{,}9\,225\,425 \times 10^6$; $B_{15} = 0{,}6\,858 \times 10^3$;

$B_{16} = 0{,}8\,279\,582 \times 10^6$; $B_{17} = 0{,}6\,397 \times 10^3$; $B_{18} = 0{,}72941 \times 10^6$; $B_{19} = 0{,}6\,325 \times 10^3$;

$B_{20} = 0{,}6\,490\,476 \times 10^6$; $B_{21} = 0{,}5\,638 \times 10^3$; $B_{22} = 0{,}5\,785\,508 \times 10^6$; $B_{23} = 0{,}5631 \times 10^3$;

$B_{24} = 0{,}550\,236 \times 10^6$; $B_{25} = 0{,}5937 \times 10^3$; $B_{26} = 0{,}5\,298076 \times 10^6$; $B_{27} = 0{,}6027 \times 10^3$;

$B_{28} = 0{,}5\,153\,644 \times 10^6$; $B_{29} = 0{,}6\,541 \times 10^3$; $B_{30} = 0{,}5\,162\,992 \times 10^6$; $B_{31} = 0{,}5\,180\,249 \times$

$\times 10^6$, exprimați în $Ns^{8/5}/m^{34/5}$; $H = 1236{,}311\,578$ N/m^2, considerînd valorile inițiale:

$D_1^{(0)} = 0{,}05$; $D_2^{(0)} = 0{,}0025$; $D_3^{(0)} = 0{,}047$; $D_4^{(0)} = 0{,}0025$; $D_5^{(0)} = 0{,}045$; $D_6^{(0)} = 0{,}0026$;
$D_7^{(0)} = 0{,}042$; $D_8^{(0)} = 0{,}0026$; $D_9^{(0)} = 0{,}039$; $D_{10}^{(0)} = 0{,}0027$; $D_{11}^{(0)} = 0{,}036$; $D_{12}^{(0)} = 0{,}0028$;
$D_{13}^{(0)} = 0{,}034$; $D_{14}^{(0)} = 0{,}0029$; $D_{15}^{(0)} = 0{,}03$; $D_{16}^{(0)} = 0{,}003$; $D_{17}^{(0)} = 0{,}028$; $D_{18}^{(0)} = 0{,}003$;
$D_{19}^{(0)} = 0{,}024$; $D_{20}^{(0)} = 0{,}0033$; $D_{21}^{(0)} = 0{,}02$; $D_{22}^{(0)} = 0{,}0035$; $D_{23}^{(0)} = 0{,}018$; $D_{24}^{(0)} = 0{,}0035$;
$D_{25}^{(0)} = 0{,}014$; $D_{26}^{(0)} = 0{,}0036$; $D_{27}^{(0)} = 0{,}01$; $D_{28}^{(0)} = 0{,}0036$; $D_{29}^{(0)} = 0{,}007$; $D_{30}^{(0)} = 0{,}0036$;
$D_{31}^{(0)} = 0{,}0036$, exprimate în N/m³ și aplicînd programul expus în paragraful 3 pe calculatorul IBM 1130 s-au obținut, după patru iterații, următoarele soluții;

$D_1 = 0{,}05017787$ N/m³; $D_2 = 0{,}002557287$ N/m³; $D_3 = 0{,}04762294$ N/m³; $D_4 = 0{,}002583088$ N/m³;
$D_5 = 0{,}0450372$ N/m³; $D_6 = 0{,}002637651$ N/m³; $D_7 = 0{,}04240267$ N/m³; $D_8 = 0{,}002693937$ N/m³;
$D_9 = 0{,}03970792$ N/m³; $D_{10} = 0{,}002777927$ N/m³; $D_{11} = 0{,}03693064$ N/m³; $D_{12} = 0{,}002874763$ N/m³;
$D_{13} = 0{,}03405564$ N/m³; $D_{14} = 0{,}002971756$ N/m³; $D_{15} = 0{,}03108391$ N/m³; $D_{16} = 0{,}003054577$ N/m³;
$D_{17} = 0{,}0280294$ N/m³; $D_{18} = 0{,}003196724$ N/m³; $D_{19} = 0{,}02483082$ N/m³; $D_{20} = 0{,}003334578$ N/m³;
$D_{21} = 0{,}0215009$ N/m³; $D_{22} = 0{,}0039814$ N/m³; $D_{23} = 0{,}01799951$ N/m³; $D_{24} = 0{,}003555295$ N/m³;
$D_{25} = 0{,}01444411$ N/m³; $D_{26} = 0{,}003596682$ N/m³; $D_{27} = 0{,}01084772$ N/m³; $D_{28} = 0{,}003637687$ N/m³;
$D_{29} = 0{,}007209778$ N/m³; $D_{30} = 0{,}003609812$ N/m³; $D_{31} = 0{,}00360014$ N/m³.

Comparînd rezultatele obținute prin această metodă cu cele obținute prin metoda Gauss, s-a constatat:

— timpul de calcul de 15 ori mai mic;

— precizia, la un același număr de iterații este mai bună (eroarea relativă în procente fiind, în medie, de 200 ori mai mică);

— pentru memorarea matricei sistemului a fost suficient un tablou de 31 × 4, față de un tablou de 31 × 31, ceea ce a condus la o substanțială economisire de memorie.

4. Concluzii

Rezultatele obținute confirmă că utilizarea tehnicilor de calcul cu matrice rare în analiza circuitelor electrice neliniare reprezintă un instrument deosebit de eficient din punct de vedere al timpului de calcul, preciziei și economiei de memorie. Aceasta permite proiectanților de circuite electrice neliniare să calculeze, într-un timp scurt și cu precizie sporită, o gamă largă de variante a circuitului proiectat și să o selecteze pe cea optimă din punct de vedere tehnico-economic.

Bibliografie

[1] *Key, E. J.* Computer program for solution of large, sparse, unsymmetric systems of linear equations. In: Intern. Journal for Numerical Methods Engeneering, vol. **6**, 1973, p. 497—509.

[2] *Späth, H.* The damped Taylor's series method for minimizing a sum of squares and for solving systems of nonlinear equations. In: Comm. ACM, vol. **10**, number 11, nov. 1967, p. 726—728.

[3] *Iordache, M., Voicu, N.* Modelarea matematică a sistemelor de ventilație ale rotoarelor turbogeneratoarelor de medie putere. In: Rev. Roum. Techn. Electrotehn. et Energ (în curs de apariție).

[4] *Chua, O. Leon.* Introduction of nonlinear networks theory. McGraw-Hill Book Company, 1969.

[5] *Willson, N. Alan, Jr.* Some aspects of the theory on nonlinear networks. In: Proc. IEEE, august 1973, p. 1092—1113.

[6] *Iordache, M.* Contribuții la modelarea proceselor tranzitorii în sistemele neliniare. Teză de doctorat, IPB, 1977.

[7] *Kuo and Magnuson.* Computer oriented circuit design. New York, Prentice-Hall, 1969.

[8] *Brown, K. M.* Solution of simultaneous nonlinear equations. In: Comm. ACM, vol. **10**, number 11, nov. 1967, p. 728—729.

[9] * * * Sparse matrix techniques. Copenhagen 1976, Advanced course held at the Technical University of Denmark Copenhagen, august 9—12, 1976, Edited by V. A. Barker.

[10] *Djeims, Ortega* i *Werner, Reinboldt.* Iteraționnie metodî reșenia nelineinih sistem uravnenii so mnoghimi neizvestnimi. Moskva Izdatelistvo Mir 1975.

[11] *Mc Namee, M. I.* A spase matrix package. In: Comm. ACM 14, apr. 1971, p. 265—273.

CZ 621.3.03 :538.5

ÎNALTĂ TENSIUNE
ELEMENTE MODULATRIZATE
ÎNCERCĂRI

Instalaţie modulară de încercare la înaltă tensiune

VASCAN TH., ALBEANU I., MARICARU M., RUCINSCHI D., RĂDULESCU C., DUMITRESCU M.* — Bucureşti

Instalaţia realizată a urmărit obţinerea unei mari elasticităţi în concretizarea diferitelor scheme de încercare cu tensiune înaltă alternativă, continuă şi de impuls, în condiţiile stocării unei cantităţi de energie suficientă pentru efectuarea unor probe industriale asupra materialelor electroizolante. Aceasta a condus la modularizarea majorităţii componentelor schemelor (rezistenţe, redresoare, eclatoare, conexiuni), care sînt utilizate ca elemente mobile şi la menţinerea ca elemente fixe a condensatoarelor, care au putut fi astfel dimensionate mai larg [1].

Elemente de măsură, comandă şi protecţie completează instalaţia, formînd împreună un stand de încercare la înaltă tensiune multifuncţional.

1. Utilizare

Instalaţia prezentată are utilizare în numeroase domenii de activitate. În industrie, poate constitui un stand compact, capabil să furnizeze diferite tipuri de tensiuni pentru controlul intermediar sau final al calităţilor dielectrice ale aparatajului de joasă şi medie tensiune (întreruptoare, contactoare, separatoare, siguranţe) transformatoare de distribuţie, transformatoare de măsură, unele tipuri de cabluri, izolatoare de medie tensiune, condensatoare (clasa 6—35 kV) sisteme izolante ($C \leqslant 2{,}5$ μF), materiale electroizolante.

În cercetare, datorită posibilităţilor multiple oferite de schema de comandă şi a maniabilităţii elementelor instalaţiei, pot fi concepute scheme clasice şi scheme speciale, necesare în procesul de dezvoltare de noi aparate şi produse electrotehnice, aşa cum a arătat practica exploatării instalaţiei la I.C.P.E.

În învăţămînt, instalaţia modulară prezentată, poate servi la demonstrarea funcţionării principalelor tipuri de surse de înaltă tensiune cunoscute, precum şi ca bază materială pentru realizarea lucrărilor practice de laborator (caracteristici de amorsare a diferite sisteme de electrozi şi materiale în c.c., c.a. şi impuls, caracteristici tensiune-timp, rigiditatea dielectrică a materialelor electroizolante, determinarea ondulaţiei funcţie de sarcină şi capacitatea de filtrare, adaptarea formei undei de impuls funcţie de capacitatea de sarcină etc.).

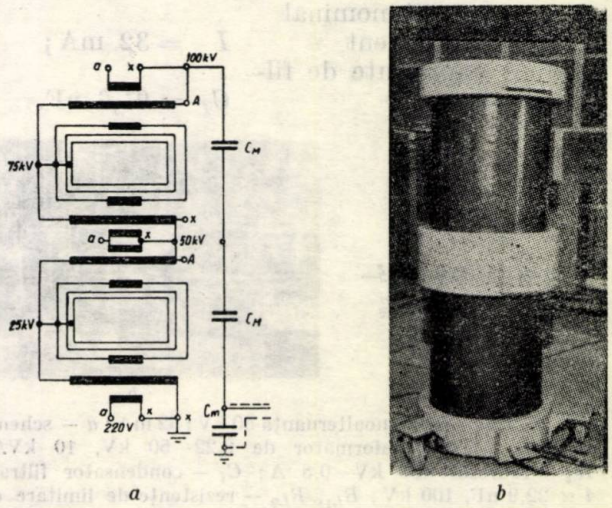
* *Vascan Th., Albeanu I., Maricaru M., Rucinschi D., Rădulescu C., Dumitrescu M.* sînt cercetători la I.C.P.E. — Bucureşti.

2. Descriere-caracteristici tehnice

Instalaţia se compune dintr-o cascadă de curent alternativ, un stelaj cu 4 etaje, în construcţie modulară, pe care se pot monta elementele unei scheme de curent continuu, condensatoarele fiind în aceste cazuri elementul de filtrare, sau elementele unei scheme de impuls pînă la 4 etaje. Divizoarele de măsură, separatorul de punere la pămînt, dispozitivul de amorsare a generatorului şi pupitrul de comandă, completează instalaţia. Parametrii principali ai schemelor care se pot realiza sînt :

2.1. Tensiune alternativă :

tensiune nominală $U_2 = 100$ kV_{ef} ;
putere de regim permanent $S = 10$ kVA ;
frecvenţă $f = 50$ Hz ;
curentul de mers în gol $i_0 = 6{,}6$ % ;
tensiune primară $U_1 = 220$ V ;
sarcină capacitivă maximă $C_s = 3$ μF.



a *b*

Fig. 1. Cascadă 100 kV ; 50 Hz ; 10 kVA : *a* — schema electrică ; *b* — instalaţia.

Cascada (fig. 1) este formată din două transformatoare de 50 kV, 10 kVA montate în serie, cu corecţia fluxului de scăpări prin înfăşurări de transfer. Reglarea tensiunii se face cu un autotransformator de 220/0 . . . 250 V — 50 A, tip ICEMNERG. Măsurarea tensiunii se exe-

cută cu un divizor capacitiv (fig. 2) al cărui braţ de înaltă tensiune este format din condensatoare ceramice de 5 000 pF, 12 kV.

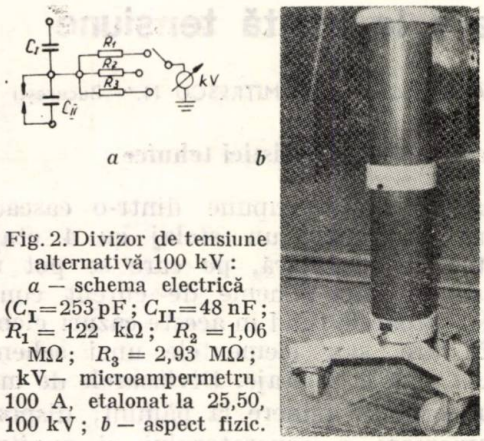


Fig. 2. Divizor de tensiune alternativă 100 kV: *a* — schema electrică (C_I=253 pF; C_{II}=48 nF; R_1= 122 kΩ; R_2 =1,06 MΩ; R_3 = 2,93 MΩ; kV— microampermetru 100 A, etalonat la 25,50, 100 kV; *b* — aspect fizic.

2.2. *Tensiune continuă.* Instalaţia permite realizarea a trei tipuri de scheme de redresare pentru care au fost determinate prin calcul sau modelare date pentru trasarea curbelor de variaţie a tensiunii de utilizare U şi a factorului de ondulaţie γ în funcţie de curentul de sarcină I_s. Ţinînd seama de curentul de vîrf al diodelor utilizate şi de capacitatea de filtrare disponibilă s-a determinat rezistenţa de limitare şi curentul de sarcină normal permanent, în condiţiile unui factor de ondulaţie $\gamma < 5\,\%$. Un exemplu de calcul se dă în anexa 1.

2.2.1. Redresor monoalternanţă:

tensiune nominală U = 50 kV;
curent nominal permanent I = 32 mA;
capacitate de filtrare C_f = 91,6 nF.

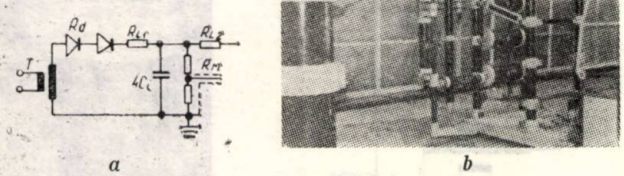


Fig. 3. Redresor monoalternanţă 50 kV; 32 mA: *a* — schema electrică (T — transformator de 0,22—50 kV, 10 kVA; R_d — redresor 100 kV—0,8 A; C_i — condensator filtrare 4 × 22,9 nF, 100 kV; R_{L1}, R_{L2} — rezistenţe de limitare de 40 kΩ; R_M — rezistenţă de măsură 400 MΩ); *b* — instalaţia.

Schema şi realizarea ei se arată în figura 3. Modulele redresoare au tensiunea inversă U_i = = 100 kV.

2.2.2. Dublor (fig. 4):

tensiune nominală U = 100 kV;
curent nominal permanent I = 30 mA;
capacitatea de dublare C_d = 22,9 nF;
capacitatea de filtrare C_f = 45,8 nF.

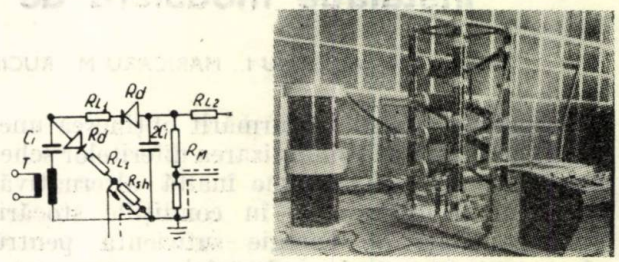


Fig. 4. Dublor de tensiune continuă 100 kV, 30 mA: *a* — schema electrică (T — transformator 50 kV; 10 kVA; C_i — condensator filtrare 22,9 nF; 100 kV; R_{L1}, R_{L2} — rezistenţă limitare 40 kΩ; Rd — redresor 100 kV; 0,8 A; R_M — rezistenţă de măsură 400 MΩ; R_{sh} — şunt 1); *b* — instalaţia.

2.2.3. Cascadă (fig. 5):

tensiune nominală U = 200 kV;
curent nominal I = 9 mA;
capacităţi coloană dublare C_d = 22,9 nF;
capacităţi coloană filtrare C_f = 22,9 nF.

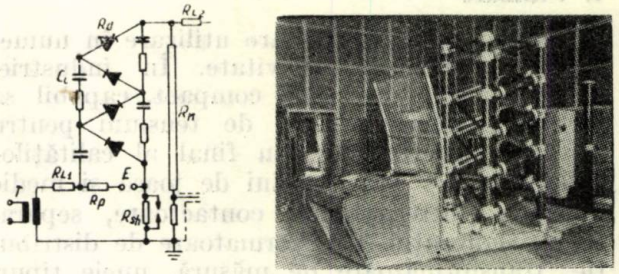


Fig. 5. Cascadă de tensiune continuă de 200 kV, 9 mA: *a* — schema electrică (T — transformator 50 kV, 10 kVA; R_L — rezistenţă limitare de 40 kΩ; C_i — condensator de filtrare 22,9 nF, 100 kV; R_M — rezistenţă de măsură 400 MΩ; R_{sh} — şunt 1Ω; R_p — rezistenţă protecţie 140 kΩ; Eclator protecţie Ø 40 mm; R_d — redresor 100 kV—0,8 A; R_{L2} — rezistenţă de limitare 40 kΩ); *b* — instalaţia.

Măsurarea tensiunii se face cu un divizor rezistiv 400 MΩ cu braţul de joasă tensiune adaptat pe un microampermetru etalonat la 50; 100; 200 kV, iar a curentului cu ajutorul unui şunt de a 1Ω (fig. 6).

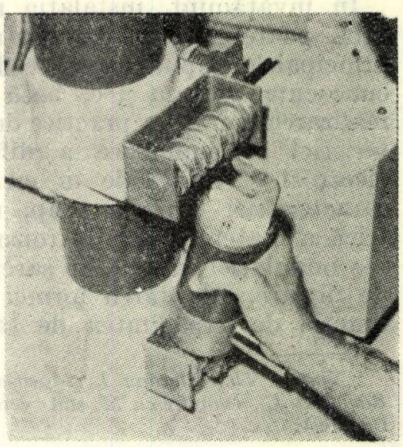
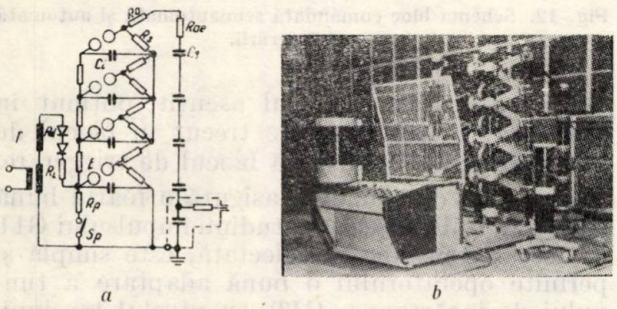


Fig. 6. Şunt de curent continuu.

2.3. Tensiune de impuls

Tensiune de încărcare maximă	U	= 400 kV;
Energie de încărcare maximă	W	= 450 J;
Capacitatea de impuls de etaj	C_i	= 22,9 nF;
Număr de etaje	n	= 4;
Unda produsă		1,2 ± 30%/50 ± ± 20% μs;
Capacitatea de sarcină maximă	C_s	= 2,5 nF.

Generatorul de impuls (GIT), realizat pe baza unei scheme multiplicator MARX (fig. 7), este dotat cu un set de rezistenţe de formare



a b

Fig. 7. Generator de impuls de 400 kV; 450 J: *a* — schema electrică (*T* — transformator I.T. 0,22/100 kV; 10 kVA; R_d — redresor 100 kV; 0,1 A; R_L — rezistenţă limitare 7 mΩ; C_i — condensator impuls 22,9 nF; 100 kV; C_s — condensator sarcină 1,47 nF; 100 kV; R_a — rezistenţă amortizare 300Ω; 620Ω; *Ra. e.* — rezistenţă amortizare exterioară; R_s — rezistenţă sarcină 3 340 Ω; 4 350 Ω; R_p — rezistenţă protecţie 130 Ω; *E* — eclator comutaţie Ø 100 mm; S_p — separator pământare 100 kV); *b* — instalaţia.

a undei, 12 rezistenţe de amortizare şi 12 rezistenţe de sarcină, calculate (anexa 2) pentru adaptare la o capacitate de sarcină C_s = = 0,4...2,5 nF, sarcina minimă fiind asigurată de un condensator de sarcină de 1,474 nF pe etaj (fig. 8). Conexiuni simple, cîte trei pe etaj, permit obţinerea montajelor serie, serie-paralel şi paralel. Reglarea tensiunii de încărcare se face cu autotransformatorul ATR—50 sau cu un regulator cu tiristoare (2 × × *T*40/100) legate antiparalel cu protecţie di/dt, du/dt prin selfuri, grupuri *RC* şi limitatoare de tensiune cu seleniu.

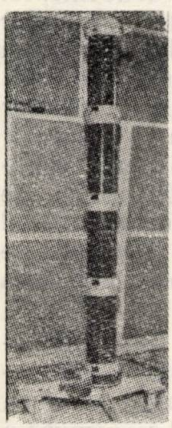


Fig. 8. Condensator de sarcină 0,368 nF; 400 kV.

2.3.1. Amorsarea generatorului este asigurată de un trigatron cu trei trepte: a — *treapta I* în care se formează impulsul primar de circa 180 V cu o pantă T_f = 1 μs şi o durată T = = 200 μs.

Impulsul dat de blocul triggerare manuală sau triggerare automată, în funcţie de modul de lucru ales, este aplicat blocului de întîrziere care dă la ieşire un impuls decalat faţă de cel de intrare.

Reglajul întîrzierii se face în trepte de 1 μs (0÷99 μs) sau 10 μs (0÷990 μs) cu o precizie de 0,1 μs. Blocul de întîrziere dispune de un generator de bit de 1 μs sau 10 μs.

Una din cele două ieşiri ale blocului de întîrziere se aplică unui etaj formator pentru a se obţine o durată corespunzătoare a impulsului de comandă.

Urmează un etaj de amplificare, care produce şi o separare faţă de etajul final realizat cu tiristor (*T* 10/60) într-un montaj de încărcare-descărcare de condensator; impulsul ascuţit din catodul tiristorului constituie impulsul primar de 180 V; b — *treapta a II-a* (protecţie), în care impulsul primar comută un tiratron într-un circuit *R—C* şi produce un impuls intermediar care comandă la rîndul lui modulul final de triggerare (*MFT*) care reprezintă *treapta a III-a*. Acesta produce impulsul trigger distribuit prin două condensatoare de cuplaj la eclatoarele primului etaj al GIT. Modulul final de triggerare este arătat în figura 9. Caracteristicile principale ale trigatronului sînt:

tensiune de impuls primar	U_1	= 180 V;
tensiune impuls intermediar	U	= 500 V;
tensiune impuls final	U	= 10 kV;
timp de creştere	T_f	= 0,6 μs;
energie	W	= 1,125 Ws;
cuplaj		2 × 333 pF; 100 kV.

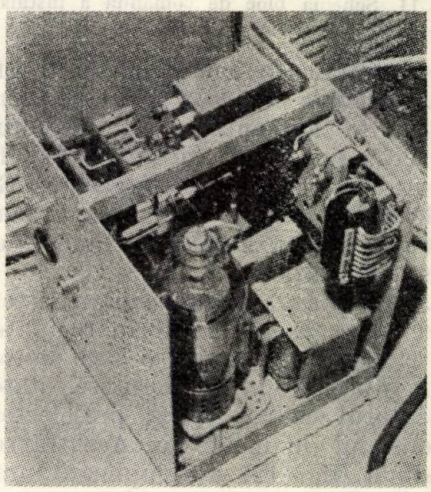


Fig. 9. Modul final de triggerare 10 kV; 1,125 Ws.

Dispozitivul permite o amorsare sigură a GIT într-un domeniu de 0,8 U_r... U_r, unde U_r este tensiunea de relaxare a eclatoarelor de comutaţie.

Figura 10 permite alegerea distanței eclatoarelor „d" funcție de tensiunea de încărcare U_i dorită la comanda manuală sau numărul

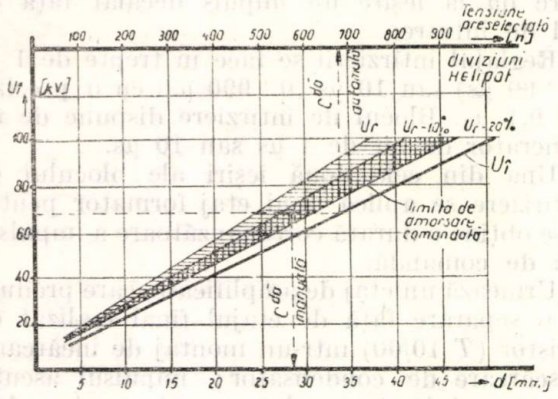


Fig. 10. Domeniul de amorsare comandată $U_r - 20\%$ și preselectarea tensiunii de încărcare U_i.

de diviziuni n al helipotului și distanța d la eclatoare funcție de tensiunea de încercare U_i dorită la comanda automată.

Funcționarea comenzii generatorului se poate urmări pe schema bloc din figura 11.

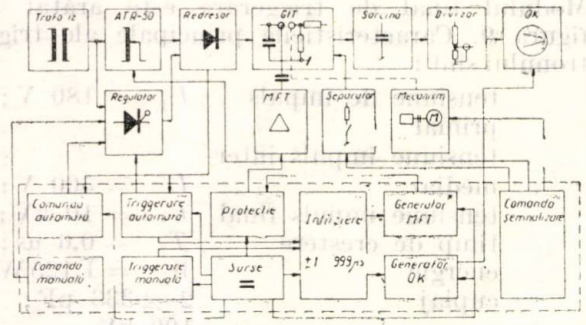


Fig. 11. Schema bloc de comandă a instalației.

Generatorul poate fi comandat în trei moduri.

2.3.2. Comanda manuală prin care se reglează tensiunea de alimentare a redresorului fie prin intermediul regulatorului *ATR*, fie prin regulatorul cu tiristoare. Triggerarea GIT este comandată manual la atingerea tensiunii de încărcare corespunzătoare distanței eclatoarelor de comutație.

2.3.3. Comanda semiautomată, păstrează încărcarea manuală a GIT, prin regulatorul cu tiristoare, dar triggerarea se face automat la nivelul tensiunii de încărcare preselectate.

Cu ajutorul helipotului se preselectează nivelul tensiunii de încărcare. Această referință de tensiune (fig. 12) este aplicată unui etaj adaptor de impedanță de tipul repetor. Tensiunea de încărcare obținută de pe divizorul *DT* se aplică unui circuit de intrare tip basculă diferențială.

Alegerea uneia sau alteia din ieșirile basculei se face cu ajutorul unui releu funcție de polaritatea tensiunii de încărcare aleasă. Cele două tensiuni alimentează un comparator care sesizează egalitatea lor. Saltul pozitiv obținut la ieșirea comparatorului se aplică unui

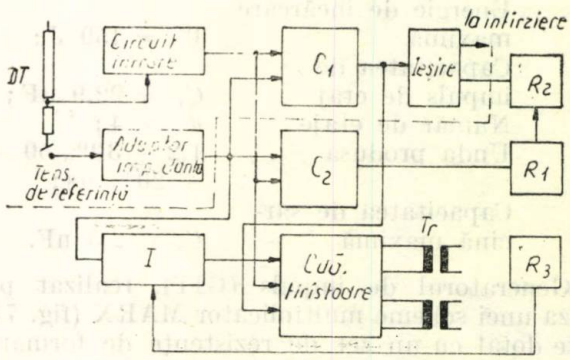


Fig. 12. Schema bloc comandată semiautomată și automată a triggerării.

etaj cu tiristor. Impulsul ascuțit obținut în colectorul tiristorului este trecut în blocul de întîrziere și apoi comandă blocul de triggerare.

Acest tip de comandă asigură o foarte bună reproductibilitate a amplitudinii impulsului GIT la aceeași tensiune preselectată, este simplă și permite operatorului o bună adaptare a timpului de încărcare a GIT, cu nivelul tensiunii de încărcare.

2.3.4. Comanda automată, permite încărcarea și triggerarea în momentul cînd tensiunea preselectată de operator coincide cu semnalul prelevat de la divizorul de înaltă tensiune.

Operatorul selectează una din cele două viteze liniare de încărcare în blocul de integrator *I* (fig. 12).

Acest bloc dă la ieșire o tensiune liniar crescătoare, proporțională cu tensiunea de referință, cu un timp de creștere preselectat. Tensiunea liniar crescătoare dată de integrator este comparată cu tensiunea obținută la ieșirea basculei diferențiale din circuitul de intrare.

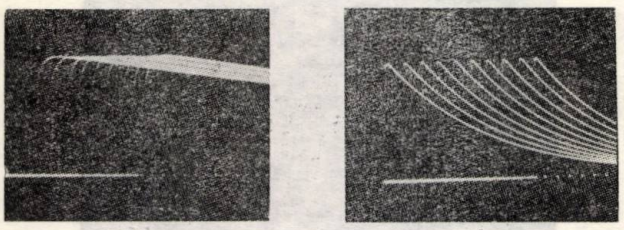
În principiu, blocul de comandă a tiristoarelor este un circuit de defazare *RC*, rolul rezistenței *R* fiind jucat de un tranzistor deschis mai mult sau mai puțin funcție de diferența tensiunilor amintite. Unghiul de deschidere a tiristoarelor se modifică corespunzător. La atingerea egalității celor două tensiuni (de referință și de încărcare) egalitate sesizată de comparatorul C_1, tranzistorul din circuitul de defazare se blochează, tiristoarele nu mai primesc comanda și încărcarea se oprește.

Ciclul de funcționare este pornit prin anclanșarea releului R_3. Contactul său ține în scurtcircuit condensatorul integratorului și deci, aceasta începe să funcționeze. La atingerea nivelului de 0,9 din tensiunea preselectată comparatorul C_2 basculează și acționează blocul de comandă a releului R_1. Acest releu conectează alimentarea releului R_2 evitînd o acționare intempestivă a acestuia. La egalitatea

tensiunilor, R_2 se deschide şi ciclul este încheiat, releul R_3 revenind în starea neexcitată.

Declanşarea impulsului trigger în MFT se poate face în avans sau în întîrziere cu 1...990 μs faţă de declanşarea bazei de timp a osciloscopului catodic (*OK*).

Figura 13 arată posibilităţile de întîrziere între cele două impulsuri.



a *b*

Fig. 13. Întîrzierea undei de impuls : a — $x1$ μs ; b — x 10 μs.

Modul de lucru automat este avantajos la tensiuni de încărcare medii 40...70 kV/etaj. Dispersia comenzii reflectată în nivelul tensiunii de încărcare este $\Delta U \leqslant 0{,}5 - 1$ kV, funcţie de viteza de încărcare aleasă.

La toate tipurile de comandă, distanţa eclatoarelor de comandă se reglează manual.

3. Construcţie

Toate componentele instalaţiei sînt mobile, pe roţi pivotante izolante. Partea principală este montată pe un şasiu, pe care sînt fixate 4 coloane izolante prevăzute la nivelul celor 4 etaje cu cleme multiple care permit conectarea rapidă a elementelor schemelor de încercare. Pe şasiu se află, de asemenea, pupitrul de comandă, regulatorul de tensiune autotransformator, transformatorul, de izolare, separatorul de punere la pămînt, mecanismul de antrenare a eclatoarelor, divizorul de tensiune continuă.

Elementele principale cu care se realizează diferitele scheme sînt condensatoarele de impuls, rezistenţele, redresoarele şi eclatoarele.

Condensatoarele de impuls, realizate la ICPE în laboratorul de condensatoare, sînt de tipul cu ambii poli izolaţi în cuvă izolantă, $C = 22{,}9$ nF; 100 kV; tg $\delta = 6{,}4.10^{-3}$, $L = 0{,}925$ μH. Izolaţia bobinelor de condensator este din hîrtie de tipul Voltam HS — 1,3 impregnată cu ulei mineral. Condensatoarele de sarcină de acelaşi tip, cu inductivitatea redusă, au $C = 1{,}474$ nF; 100 kV; tg $\delta = 7{,}6.10^{-3}$; $L = 0{,}55$ μH.

Rezistenţele sînt realizate cu bandă rezistivă din sîrmă de constantan ţesut antiinductiv pe urzeală din fibră de sticlă. Banda este montată pe un suport steclotextolit, prevăzut cu terminale, ansamblul fiind înglobat în răşină epoxidică (fig. 14).

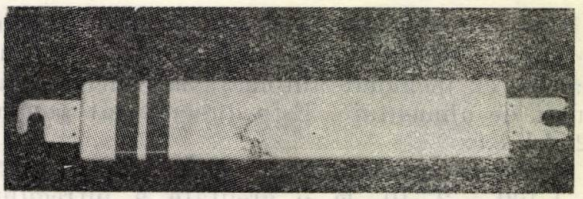
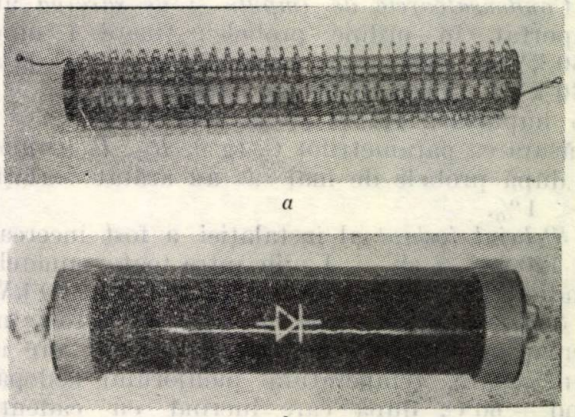


Fig. 14. Rezistenţă de amortizare $R = 620$.

Redresoarele sînt module compuse din diode *F* 407 înseriate pentru tensiunea de 100 kV şi prevăzute cu rezistenţe de 1,3 MΩ şi condensatoare de 330 pF în paralel pentru repartizarea uniformă a tensiunii în regim permanent şi tranzitoriu (fig. 15).



a

b

Fig. 15. Modul redresor 100 kV.

Eclatoarele de comutaţie ca şi mecanismul de acţionare sînt concepute sub forma unui modul care înglobează electrodul fix, electrodul mobil şi mecanismul individual (fig. 16). Electrozii sînt semisfere cu diametrul de 100 mm. Mecanismul de acţionare, compus dintr-o treaptă primară situată la baza generatorului şi 4 trepte individuale unite prin axe cardanice izolante este un mecanism de precizie, asigurînd eclatoarelor o mişcare de translaţie cu două viteze care acoperă distanţa de 50 mm (sparkgap pentru 120 kV) în 77 s, respectiv 135 s, viteza lentă fiind destinată reglajelor tensiunii 50% amorsări. Eclatoarele de la primul etaj sînt prevăzute cu un electrod de aprindere montat izolat pe o calotă sinterizată din Cu şi Tg.

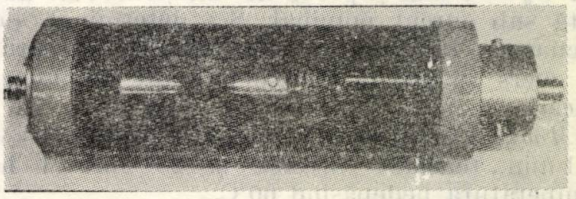


Fig. 16. Modul eclator de comutaţie.

Separatorul de punere la pămînt este tipul cu acţionare electromagnetică şi amortizare pneumatică, cu închidere automată la căderea tensiunii de alimentare. Este dimensionat pentru 120 kV c.c.

Instalaţia principală are gabaritul 2 930 × × 1 400 × 2 540, la o greutate a întregului echipament de circa 1,5 t.

4. Rezultate

Elementele principale ale instalaţiei au fost supuse la probe care au atestat calităţile prezumate la proiectare şi au arătat existenţa unui coeficient ridicat de siguranţă, caracteristic utilajelor de încercare.

Condensatoarele de impuls şi *de sarcină* au suportat în ordine probele: ţinere 1 min, 150 kVc.c. +şi — ; 20 descărcări pe 130 Ω de la 130 kV + şi — , în 30 min; 150 kVc.c.+ şi — ; 15 impulsuri 1,2/50 μs la 130 kV + şi — . Măsurarea parametrilor C, tg δ, R_{iz}, L, înainte şi după probele de mai sus au arătat variaţii $\sigma < 1\%$.

Stelajul izolant al instalaţiei a fost încercat la 120 kV + şi — , 1 min între toate punctele unde în funcţionare apare tensiunea de 100 kV.

Separatorul de punere la pămînt a fost încercat în poziţia *deschis* timp de trei ore în funcţionare, temperatura plonjorului nedepăşind + 60°C, după care lucrînd cu cadenţa maximă a GIT nu au intervenit blocări ale mecanismelor.

Instalaţia de triggerare, a arătat o funcţionare sigură în domeniul de amorsare U_r — 20% şi insensibilitate funcţie de polaritatea de încărcare a GIT datorită triggerării ambilor electrozi ai primului etaj. Graţie blocului de protecţie, cu rol de separare, nu s-au constatat reflexii perturbatoare în blocurile de comandă, la amorsarea GIT, chiar la tensiunea de încărcare cea mai ridicată.

Cascada de 50 Hz a suportat încercările 1,1 U_n — 1 min şi proba de funcţionare de durată sub curent nominal. S-a determinat, de asemenea, raportul de transformare, curentul de mers în gol, reziduul deformant maxim şi eficace.

Modulul redresor s-a încercat la 140 kV —1 min., tensiune inversă şi 25 mA—1 h, temperatura nedepăşind 60°C.

Divizoarele de tensiune continuă şi alternativă au fost încercate la 1,1 U_n, s-au măsurat rapoartele de măsură şi tensiunea de amorsare a dispozitivelor de protecţie de pe braţele de IT.

S-au executat probe complete pe toate tipurile de scheme realizabile cu instalaţia, pînă la tensiunile maxime de lucru indicate, verificîndu-se buna funcţionare a comenzilor şi forma tensiunilor produse. În figura 17 este arătată, de exemplu, forma undei de impuls produse, generatorul avînd o sarcină de 368 pF în paralel cu un divizor rezistiv de 10 k Ω. În aceleaşi condiţii factorul de utilizare a GIT este $\eta = 0{,}8$. S-au determinat timpii de încăr-

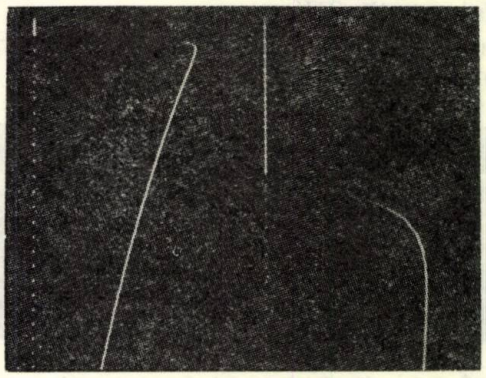


Fig. 17. Unda de impuls $T_f = 1{,}25$ μs; $T_s = 53$ μs; $\hat{U} = 176$ kV.

care în funcţie de tensiune pentru cele două viteze de încărcare, la comanda automată: $t_1 = 6 \ldots 50$ s; $t_2 = 20 \ldots 175$ s funcţie de tensiune. Dispersia comenzii automate pentru 10 încercări în gama 30...80 kV/etaj este $\sigma > 0{,}5 \ldots 1$ kV funcţie de tensiune şi viteza de lucru.

Dispozitivele de protecţia muncii şi anume: transformatorul 220/220 V; 12 kVA; 30 kV impuls nivel de izolare, circuitul buclă de siguranţă cu separatorul de punere la pămînt, lumina roşie intermitentă de avertizare, hupa, interblocarea înaltei tensiuni cu separatorul de punere la pămînt, ştanga de punere la pămînt, ecranul de protecţie a pupitrului şi operatorului, au fost testate şi au funcţionat corect. Se poate considera că ansamblul acestor elemente împreună cu respectarea NTS specifice, asigură un grad de protecţie a muncii, uzual instalaţiilor de încercare.

5. Discuţii

Probele finale asupra instalaţiei şi exploatarea ei la ICPE timp de 2 ani au scos în evidenţă atît unele avantaje şi posibilităţi în utilizarea instalaţiei care nu au fost prevăzute iniţial de autori, cît şi unele minusuri. Asupra acestora din urmă ne propunem să insistăm în cele ce urmează.

5.1. Capacitatea de filtrare disponibilă limitează curentul nominal al surselor de tensiune continuă pentru o ondulaţie $\gamma < 5\%$, la valori mult inferioare posibilităţilor oferite de modulele redresoare realizate pe baza diodei F 407. O ameliorare sensibilă a acestei situaţii se poate face mărind capacitatea condensatoarelor de impuls, utilizate şi ca filtrare în schemele de curent continuu — fapt care nu influenţează asupra maniabilităţii instalaţiei, condensatoarele fiind singurele elemente fixe.

Această modificare a fost aplicată la proiectarea altor două instalații de acest gen (destinate unor instituții de învățămînt superior), unde capacitatea de impuls a fost mărită de circa 11 ori (C_i = 0,25 μF; 100 kV), cu beneficii și în schema de impuls.

5.2. Faptul că GIT nu produce și unde de 250/2 500 μs este o limitare care poate fi eliminată la instalațiile viitoare.

5.3. Instalația nu dispune pentru măsurarea tensiunilor de impuls de un divizor universal. Divizorul de tip capacitiv, realizat folosind condensatorul de sarcină ca braț de înaltă tensiune, corespunde numai parțial cerințelor CEI [2] pentru undă 1,2/50.

5.4. Domeniul de triggerare obținut U_r — 20% poate fi mărit la U_r — 30% dacă se va utiliza un nou modul final cu 3 trepte, cu o putere de ieșire mărită. Aceasta ar asigura instalației o dispersie mai mică a comenzii (actual 0,9 μs/10 șocuri) și manevre reduse de reglare a distanței eclatoarelor.

6. Concluzii

Pe linia preocupărilor în domeniul tehnicii încercărilor la înaltă tensiune, la ICPE s-a conceput și realizat o instalație multifuncțională de încercare în domeniul a 100 kV c.a.; 50; 100; 200 kV c.c.; 400 kV impuls. Destinată încercărilor de materiale și componente electrotehnice în industrie și cercetare, ea poate fi eficient utilizată în învățămîntul superior de specialitate.

Principiul realizării modulare și mobile a componentelor instalației, cu excepția condensatoarelor, a permis dimensionarea mai largă a acumulatoarelor de energie (~ 23 nF), cu avantaje în schemele de impuls (sarcini pînă la 2,5 nF) și curent continuu (filtrare).

Încercările și exploatarea instalației au confirmat parametrii și funcționalitatea prezumată la proiectare.

Elemente ca rezistențele antiinductive de IT, separatorul de punere la pămînt, trigatronul, regulatorul cu tiristoare, blocul de triggerare automată, sînt în curs de aplicare ca atare sau perfecționate la realizarea la ICPE a unor instalații de încercare mai perfecționate la a căror proiectare a contribuit și exploatarea prezentei instalații.

Anexa I

Calculul tensiunii de utilizare în funcție de curentul de sarcină $U = f(I_s)$ și factorului de ondulație $\gamma = f(I_s)$ pentru redresorul monoalternanță

Pentru schema de redresare monoalternanță prezentată în figura 3, alimentată la U_α = = 50 kV_{ef}, capacitatea de filtrare fiind formată din cele 4 condensatoare de 22,9 nF în paralel și avînd impusă rezistența de măsură R_M = = 140 MΩ, s-au calculat prin puncte pentru diverse valori ale rezistenței de limitare R_{L1} tensiunea de utilizare și factorul de ondulație, în funcție de curentul de sarcină rezultînd curbele din figura 18.

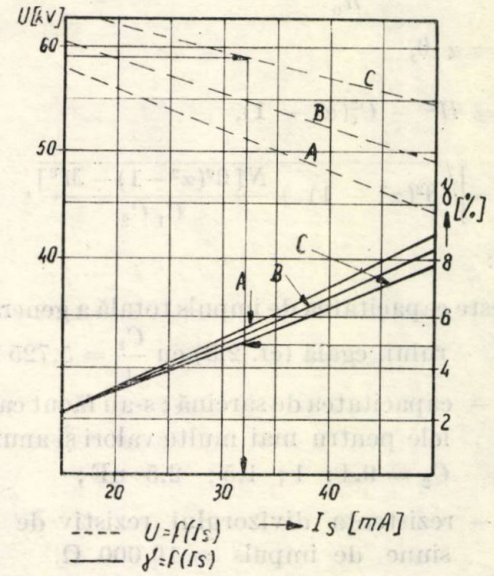


Fig. 18. Curbele $U = f(I_s)$ și $\gamma = f(I_s)$ pentru redresare monoalternanță: $A - RL_1$ = 100 kΩ; $B - RL_1$ = 68 kΩ; $C - RL_1$ = 40 kΩ.

Avînd ca parametru rezistența de limitare la o valoare a acesteia: R_{L1} = 40 kΩ pentru o rezistență echivalentă de sarcină $R'_S = (R_M + R_S)/R_M \cdot R_S$ egală, de exemplu, cu 1,8 Mohm vor rezulta, în același timp, următoarele valori pentru U, γ și I_s, calculate conform [3]:

În acest caz pentru raportul R_{L1}/R'_S = $=40.10^3/1{,}8.10^6 = 0{,}022$ rezultă o valoare θ = = 33°, unde 2 θ este unghiul de conducție al redresorului. Acestei valori θ îi corespund:

— tensiunea medie redresată $U = 2U_a \cdot \cdot \cos\theta \simeq 59$ kV;

— curentul de sarcină $I_s = U(1/R'_S - 1/R_M) \simeq$ $\simeq 32$ mA;

— factorul de ondulație: $\gamma = 100(\pi - \theta)/CR'_S \cdot \omega = 4{,}95$ %.

Curbe ca cele din figura 18 au fost trasate pentru dublorul și cascada de c.c. Din analiza acestora a rezultat că pentru R_{L1} = 40 kohm se obține curentul de sarcină cel mai mare la toate schemele cu condiția să se respecte $\gamma < 5\%$ conform STAS 6669—69.

Anexa II

Calculul rezistențelor de formare a undei

Rezistențele de formare a undei de impuls de tensiune, notate în continuare r_2 și r_3, au fost calculate cu formulele date în [4] și care, în principal, implică parcurgerea următoarelor etape:

1. Se determină din curbele date în [4] funcție de valorile timpilor de front T_f și de semi-

amplitudine T_s, parametrii α, θ, $\eta \frac{U_m}{U_c}$.

2. Se calculează mărimile intermediare:

$$H = \alpha C_2 - \frac{\theta}{R_0}, \quad (1)$$

$$M = \alpha \theta, \quad (2)$$

$$N = H^2 - C_2^2(\alpha^2 - 1), \quad (3)$$

$$X = \sqrt{\theta^2(\alpha^2 - 1) + \frac{N[\theta^2(\alpha^2-1) - M^2]}{C_1 C_2}}, \quad (4)$$

unde:

C_1 este capacitatea de impuls totală a generatorului, egală (cf. 2.3) cu $\frac{C_i}{4} = 5{,}725$ nF;

C_2 — capacitatea de sarcină; s-au făcut calculele pentru mai multe valori și anume: $C_2 = 0{,}4$; 1; 1,5; 2,5 nF;

R_0 — rezistența divizorului rezistiv de tensiune de impuls = 10 000 Ω.

3. Se calculează valorile globale (pentru întreg generatorul) ale rezistențelor de sarcină (R_2) și de amortizoare (R_3):

$$R_2 = \frac{C_2(M + X)}{C_1 C_2 + N}, \quad (5)$$

$$R_3 = \frac{\theta H - C_2 X}{N} \quad (6)$$

și, de asemenea, valoarea:

$$\eta = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right)\frac{C_2}{C_1} + \frac{R_3}{R_0} + 1, \quad (7)$$

de unde rezultă coeficientul de utilizare:

$$c = \frac{\eta \frac{U_m}{U_c}}{\eta}. \quad (8)$$

4. Se calculează valorile specifice pentru un etaj ale rezistențelor de sarcină și amortizare:

$$r_3 = \frac{R_3}{4} \quad (9)$$

$$r_2 = \frac{\frac{3R_i \cdot R_2}{3R_i - R_2}}{4} \quad (10)$$

unde:

R_i — rezistența de încărcare a fiecărui etaj = = 40 000 Ω.

În figura 19 sînt date ca exemplu curbele de variație a rezistenței de amortizare, funcție de capacitatea obiectului de încercat, calculate în

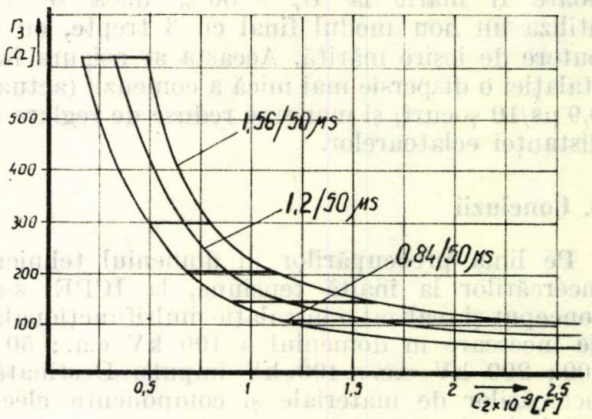


Fig. 19. Curbele $r_3 = f(C_2)$ pentru 4 etaje serie.

scopul menținerii timpului de front al undei, T_f, în limitele impuse de STAS 6669-69. Calculele și curbele care rezultă au fost determinate pentru timpii de front și semiamplitudine pentru toate cuplajele posibile ale GIT și au stat la baza proiectării seturilor de rezistențe de formare a undei.

Bibliografie

[1] *Prinz, H., Zaengl, W.* Ein — 100 kV — Experimentier baukasten. In: Elektrizitätswirtschaft, **59**, H. 20, 20 oct. 1960, p. 2—8.

[2] * * * High voltage test technique. Publicația CEI 60—3—1976, Part 3.

[3] *Tănăsescu, T.* Manual de tuburi și circuite electronice, vol. II — Ed. Academiei, 1957.

[4] *Hortopan, Gh.* Tehnica impulsului în laboratorul de înaltă tensiune. București Ed. tehnică, 1965.

CZ 621.3.031

ARC ELECTRIC DE CURENT CONTINUU
MODEL MATEMATIC

Model matematic al arcului electric de curent continuu

TRAIAN ONIU* — Cluj-Napoca

Modelul matematic al unui arc electric explică, de fapt, dependența tensiunii de ardere a acestuia funcție directă de modul de extragere a căldurii din arc, de intensitatea răcirii arcului electric.

Tensiunea arcului electric crește și duce, în final, la îndeplinirea condițiilor de stingere atunci cînd cantitatea de căldură extrasă din arcul electric are o valoare importantă. Extragerea unei cantități mari din energia proprie a arcului electric explică realizările unor gradienți mari de tensiune în arc la camerele de stingere moderne.

Dacă se cunoaște modelul matematic al arcului electric într-un întreruptor, se pot exploata rațional unele condiții concrete de stingere a arcului în camera de stingere, se pot activa unele mijloace suplimentare de cedare a căldurii către camera de stingere [1, 2].

Întreruptorul pentru care s-a dedus modelul matematic al arcului este de tipul *MC* 80, cu bobină de suflaj și cu stingerea arcului electric în cameră ceramică largă. Montajul experimental folosit este arătat în figura 1.

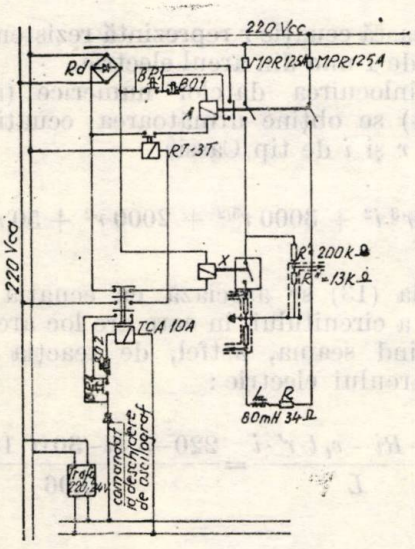


Fig. 1. Oscilograma curentului și tensiunii în timpul deconectării întreruptorului *MC* 80.

Întreruptorul a cărui model matematic a fost dedus (notat cu X pe fig. 1) deconectează un circuit inductiv alimentat de la tensiunea de 220 V c.c. În regim staționar prin circuitul alimentat de întreruptorul X trece un curent de 64,7 A, care străbate rezistența $R = 3{,}4\ \Omega$ și $L = 60$ mH.

Oscilograma curentului de deconectare și a tensiunii de arc în întreruptorul X este prezentată în figura 2.

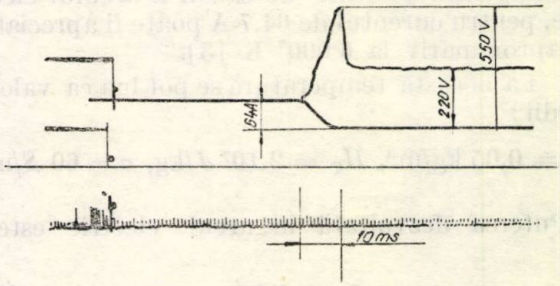


Fig. 2. Montajul experimental folosit.

Bilanțul energetic al arcului de deconectare este următorul:

$$p_c = p_d - p_1 - p_2 - p_3 \qquad (1)$$

în care:

p_c este puterea conținută în arc;
p_d — puterea dezvoltată în arcul electric datorită efectului Joule;
p_1 — puterea cedată de arcul electric prin convecție;
p_2 — puterea cedată de arcul electric prin conductibilitate;
p_3 — puterea cedată de arcul electric prin radiație.

Puterea conținută în arcul electric de rază și r lungime l care se mișcă cu viteza v se poate aprecia cu ajutorul entalpiei lui:

$$p_c = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(\pi r^2 \cdot l \cdot \rho_T \cdot H)_T. \qquad (2)$$

În ipoteza unei lungimi constante a coloanei arcului

$$p_c = l \cdot \rho_T \cdot H_T \frac{\mathrm{d}(\pi r^2)}{\mathrm{d}t}, \qquad (3)$$

în care:

ρ_T — densitatea plasmei arcului la temperatura T de ardere;
H_T — entalpia arcului la temperatura T de ardere;
πr^2 — secțiunea arcului electric.

* Ing. *Oniu, T.* este șef de lucrări la Inst. politehnic — Cluj-Napoca.

Expresia (3) se poate transforma astfel încît să nu depindă de mărimea arcului electric care variază în timpul deconectării.

Prin aplicarea legii lui Ohm coloanei arcului electric:

$$i = \pi r^2 \, \sigma \frac{u}{l} \tag{4}$$

expresia (3) devine:

$$p_c = \rho_T \cdot l \frac{d}{dt}\left(\frac{i \cdot l}{\sigma u}\right) \cdot H_T \tag{5}$$

în care:

σ — conductivitatea electrică a arcului electric.

Temperatura medie de calcul a arcului electric, pentru curentul de 64,7 A poate fi apreciată la aproximativ la 6 000° K [3].

La această temperatură se pot lua ca valori medii:

$\rho_T = 0{,}05$ kg/m^3, $H_T = 2.10^7$ J/kg, $\sigma = 60$ S/m.

Puterea dezvoltată în arcul electric este:

$$p_d = u \cdot i. \tag{6}$$

Puterea cedată de arcul electric prin convecție se calculează cu expresia:

$$p_1 = k_1 \rho_{300} \cdot 2rlv_n H_T = k_1 \rho_{300} \cdot 2 \cdot \sqrt{\frac{i \cdot l}{u \, \sigma \, \pi}} \, lv_n H_T, \tag{7}$$

în această expresie:

$k_1 < 1$ este coeficientul de pătrundere a aerului de suflaj în secțiunea arcului;
ρ_{300} — densitatea aerului la 300°K;
$2rl$ — secțiunea arcului electric străbătută de aerul de suflaj;
v_n — viteza normală a arcului electric.

Viteza arcului electric se poate calcula funcție de mărimea inducției de suflaj, curentul întrerupt și tipul camerei de stingere. Pentru cameră de stingere largă [4, 5] se aplică formula:

$$v_n = K \cdot I^n \cdot B^m, \text{ în care,}$$

$K = 34{,}53$ reprezintă un coeficient dependent de lățimea camerei de stingere;
$I = 64{,}7$ A — curentul în arcul electric;
$B = 0{,}025$ T — inducția în camera de stingere;
$n = 0{,}30$ — coeficient;
$m = 0{,}59$ — coeficient.

Rezultă, astfel, din (8), pentru cazul nostru, o viteză $v_n = 14$ m/s pentru arcul electric.

Puterea cedată de arcul electric prin conductivitate termică se calculează [6] cu expresia:

$$p_2 = \lambda \cdot 2\pi \cdot l \cdot T \tag{9}$$

în care:

λ este coeficientul de cedare a căldurii prin conductibilitate termică $= 0{,}85$ W/m°K;
T — temperatura de calcul a arcului electric $= 6\,000$ °K;
l — lungimea arcului electric.

Puterea cedată de arcul electric prin radiație se estimează cu expresia:

$$p_3 = K_r \cdot \pi r^2 l \tag{10}$$

în care, K_r este coeficientul de cedare a căldurii prin radiație $= 5.10^7$ J/m^3.

Bilanțul termic în arc, considerat pe unitatea de lungime a lui ($l = 1$ mm) devine:

$$l \cdot \rho_T H_T \cdot \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(\pi r^2) = u \cdot i - k_1 \cdot \rho_{300} \cdot 2 \cdot$$

$$\cdot \sqrt{\frac{i}{u} \cdot \frac{l}{\sigma\pi}} \, lv_n \cdot H_T - \lambda \, 2\pi \, l \, T - K_r \, \pi \, r^2 \, l. \tag{11}$$

Eliminînd r din ecuația (11) rezultă (12):

$$\frac{\mathrm{d}r}{\mathrm{d}t} = -\frac{\sigma}{\rho_T \cdot l^2 \cdot H_T} i^2 r^3 + \frac{2k_1 \, \rho_{300}}{\rho_T} \left(\frac{\sigma}{\pi l}\right)^{1/2} v_n \cdot r^{3/2} +$$

$$+ \frac{2\pi \lambda \, \sigma T}{\rho_T \, l H_T} r^2 + \frac{K_r}{\rho_T \, H_T} \cdot r. \tag{12}$$

În această ecuație r reprezintă rezistența unei lungimi de 1 mm din arcul electric.

Prin înlocuirea datelor numerice (în care $k = 0{,}44$) se obține următoarea ecuație neliniară în r și i de tip Cassie.

$$\frac{\mathrm{d}r}{\mathrm{d}t} = 60r^3 i^2 + 3000 \, r^{3/2} + 2000 \, r^2 + 50 \, r. \tag{13}$$

Ecuația (13) se asociază cu ecuația caracteristică a circuitului, în care are loc arcul electric, ținînd seama, astfel, de reacția rețelei asupra arcului electric:

$$\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} = \frac{U - Ri - v_t \, t \cdot r' \cdot i}{L} = \frac{220 - 3{,}4i - 30 \cdot t \cdot 10^3 \cdot r \cdot i}{0{,}06}, \tag{14}$$

în care:

r este rezistența specifică a arcului electric, Ω/mm;
r' — rezistența specifică a arcului electric Ω/m;
v_t — viteza tangențială în arcul electric $\approx$ ≈ 30 m/s;
$v_t \cdot t$ — lungimea arcului electric în timpul deconectării;
i — curentul în arcul electric.

Tabelul 1

Rezistența electrică calculată a arcului electric, în funcție de timp, conform modelului matematic

timp, *s*	0,002	0,003	0,004	0,005	0,006	0,007	0,008	0,009	0,010
Rez. el. specfică a arcului electric, Ω/mm.	0,0109	0,016	0,026	0,042	0,067	0,098	0,16	0,29	9,6

Tabelul 2

Tabel comparativ între rezistența specifică calculată și măsurată pentru același moment de timp

r calc, Ω/mm	0,0109	0,016	0,026	0,042	0,067	0,098	0,16	0,29	9,6
r măs, Ω/mm	0,0109	0,022	0,065	0,072	0,076	0,09	0,185	0,40	9,1

Ecuațiile (13) și (14) rezolvate, simultan cu metoda Runge-Kutta pe calculator numeric, duc la următoarele valori ale rezistenței electrice specifice în arcul electric.

Rezultatele obținute din calcul pentru rezistența specifică a arcului electric de deconectare

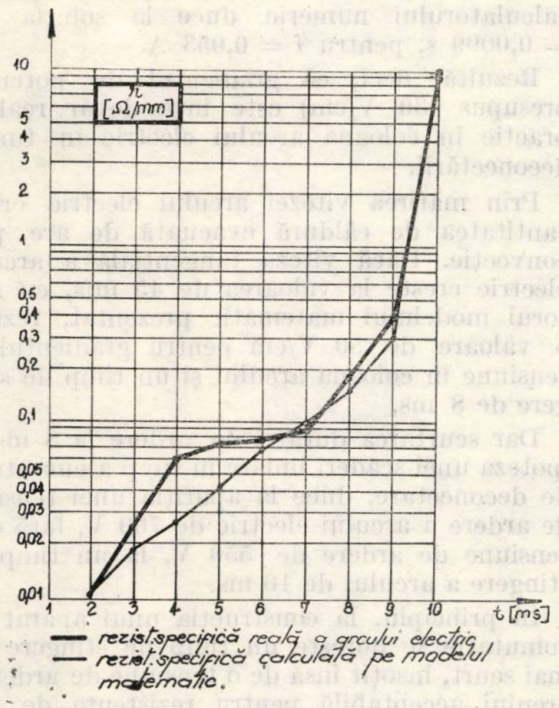


Fig. 3. Rezistența specifică a arcului electric, măsurată și calculată pe modelul matematic.

sînt date mai jos, comparativ cu rezistența specifică măsurată la același timp pe oscilograma deconectării.

Diferența dintre valorile măsurate și cele care rezultă din calcul pentru rezistența specifică a arcului electric se poate aprecia grafic pe figura 3.

Tensiunea de ardere a arcului electric, corespunzătoare valorilor măsurate și celor obținute prin calcul se poate citi, pentru fiecare moment de timp al deconectării, în figura 4.

Se poate anticipa afirmînd că cele trei forme de extragere a căldurii din arcul electric nu au ponderi egale.

Pentru a determina influența fiecărui mod de cedare a căldurii s-a rezolvat sistemul de ecuații diferențiale neliniare (13)—(14), anulînd

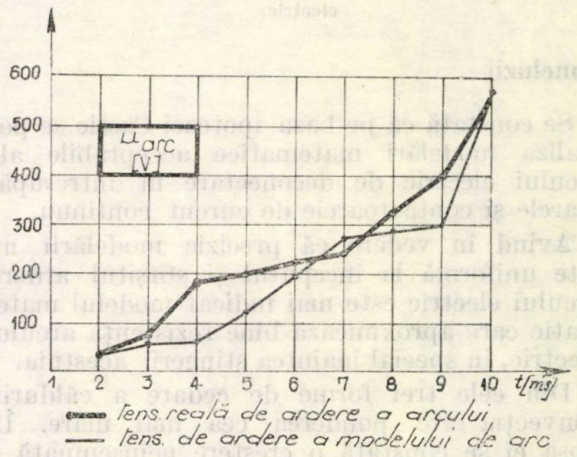


Fig. 4. Tensiunea de ardere a arcului electric, măsurată și calculată pe modelul matematic.

termenul în $r^{3/2}$ răspunzător de influența convecției, apoi s-a anulat termenul în r^2 răspunzător de influența conductibilității și, în final, a fost rezolvat sistemul de ecuații, anulînd termenul ce conține pe r și care este răspunzător de influența radiației asupra creșterii rezistenței arcului electric.

Rezistența arcului electric (fig. 5) în lipsa convecției, a conductibilității și a radiației, comparativ cu valoarea calculată a rezistenței arcului electric, atunci cînd el disipă căldură prin toate cele trei moduri de cedare a căldurii, permite o apreciere a contribuției și importanței fiecărui mod de cedare a căldurii.

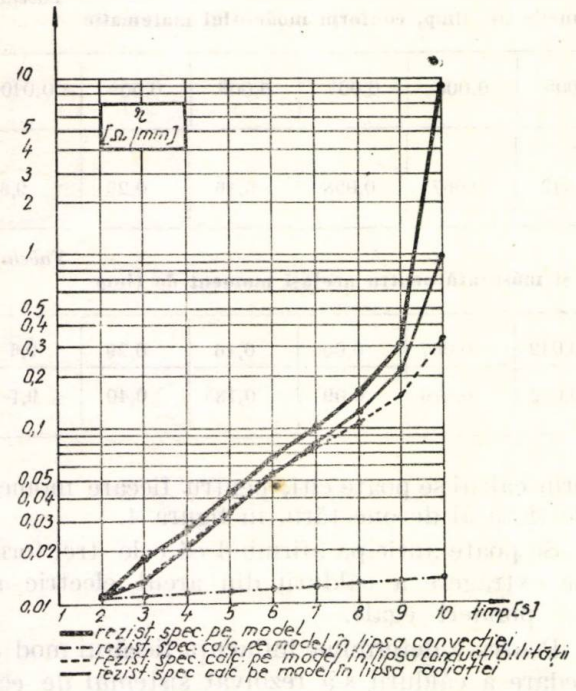


Fig. 5. Influența convecției, conductibilității și radiației asupra vitezei de creștere a rezistenței specifice în arcul electric.

Concluzii

Se constată că pe baza ipotezei Cassie se pot realiza modelări matematice acceptabile ale arcului electric de deconectare în întrerupătoarele și contactoarele de curent continuu.

Avînd în vedere că precizia modelării nu este uniformă la începutul și sfîrșitul arderii arcului electric este mai indicat modelul matematic care aproximează bine rezistența arcului electric, în special înaintea stingerii acestuia.

Din cele trei forme de cedare a căldurii, convecția are ponderea cea mai mare. În lipsa ei se constată o creștere neînsemnată a rezistenței arcului electric în timp.

Lipsa extragerii căldurii prin conductibilitate termică din arc arată o diferență a rezistenței față de rezistența globală calculată ce crește și ajunge maximă în momentul stingerii, de unde se poate trage concluzia că la curenți mici, în jurul momentului stingerii arcului electric conductibilitatea are un rol însemnat.

Cedarea de căldură prin radiație afectează în cea mai mică măsură evoluția rezistenței arcului electric atît la apariția, pe parcursul cît și în momentul stingerii acestuia.

Concluziile ce pot fi trase din modelarea matematică a arcului electric de c.c. ajută la modificarea camerelor de stingere, în sensul dorit de constructor.

Din bibliografie [7, 8, 9] rezultă că la acest tip de cameră de stingere, cu preponderența convecției, în care viteza tangențială a arcului electric este de 30 m/s, gradientul de potențial are valoarea de circa 30 V/cm.

Timpul de stingere a arcului electric în fiecare cameră de stingere se poate calcula dacă se cunoaște gradientul de potențial în coloana arcului, prin rezolvarea ecuației (15):

$$\frac{di}{dt} = \frac{U - Ri - \Delta U - E_a \cdot v_t \cdot t}{L}. \qquad (15)$$

În valori numerice ecuația devine:

$$\frac{di}{dt} = \frac{220 - 3{,}4i - 25 - 30 \cdot 10^2 \cdot 30t}{0{,}06}, \qquad (16)$$

În care s-a înlocuit:

— căderea de tensiune la electrozi $U = 25$ V;

— gradientul de tensiune în arc $E_a = 30 \cdot 10^2$ V/m;

— viteza tangențială $V_t = 30$ m/s.

Rezolvarea ecuației (16) în i și t cu ajutorul calculatorului numeric duce la soluția $t = 0{,}0099$ s, pentru $i = 0{,}053$ A.

Rezultă, deci, că gradientul de potențial presupus (30 V/cm) este într-adevăr realizat practic în coloana arcului electric în timpul deconectării.

Prin mărirea vitezei arcului electric crește cantitatea de căldură evacuată de arc prin convecție. Dacă viteza tangențială a arcului electric crește la valoarea de 45 m/s, cu ajutorul modelului matematic prezentat, rezultă o valoare de 50 V/cm pentru gradientul de tensiune în coloana arcului și un timp de stingere de 8 ms.

Dar scurtarea duratei de ardere la 8 ms, în ipoteza unei scăderi liniare în timp a curentului de deconectare, duce la apariția unei tensiuni de ardere a arcului electric de 700 V, față de o tensiune de ardere de 550 V, la un timp de stingere a arcului de 10 ms.

În principiu, la construcția unui aparat de comutație se dorește un timp de stingere cît mai scurt, însoțit însă de o tensiune de ardere a arcului acceptabilă pentru rezistența de izolație a aparatului.

Mărirea vitezei arcului electric și, deci, forțarea convecției, este mai ales recomandabilă întreruptoarelor de c.c. care alimentează consumatori slabi inductivi, întrucît în acest caz scurtarea timpului de întrerupere nu este însoțit de tensiuni de arc atît de mari.

Cu ajutorul modelului matematic prezentat se poate optimiza construcția camerei de stingere, prin activarea unor mijloace de răcire a arcului, astfel ca să se realizeze timpi de întrerupere acceptabili la un preț acceptabil a rezistenței de izolație a aparatului.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate electrice, ediția a II-a EdP 1972.
[2] *Hortopan, G.* Modele matematice ale arcului electric în contactoarele de joasă tensiune de curent alternativ. In: Electrotehnica nr. 21, 1973.
[3] *Zaleskii, A. M.* Electriceskaia duga otkliucenia. Gosenergoizdat, 1963.
[4] *Tlaf, A. L.* Isledovanie harakteristiki elektriceskoi dugi dvijusceisea v labirintnoi şceli. In: Electricestvo nr. 8, 1972.
[5] *Walter, A.* Zusammenhangswischen Induktion und Spannungeanstieg bei der Lichtbogenwanderung auf Vormigen Electroden. ETZ-A Nr. 1, 1967.
[6] *Novac, J. P.* Dynamic equation and characteristics of a short arc moving in a transverse magnetic field.
[7] *Erk, A., Schmelzle, M.* In: Proc. IEEE, vol. **121** nr. 1. 1973. Grundlagen der Schaltgerätetechnik. Spr. Verlag 1974.
[8] *Amft, D.* Spannungsgradient und Druck des Lichtbogens im engen Isolierstoffspalt. In: Elektrie Nr. 8, 1966.
[9] *Amft, D.* Über Lichtbogenwanderung im Bereich geringer Geschwindigkeiten. In: Procedings of the 5—th International Conference on Electric Contact Phenomena, München 1970.

CZ 621.314.13 :621.314.63

ACȚIONĂRI ELECTRICE
VARIATOARE C.C. CU TIRISTOARE
VEHICULE TRANSPORT URBAN

Sisteme electrice pentru acționarea vehiculelor urbane alimentate de la linia de curent continuu

ION STRĂINESCU* — București

1. Sistemul clasic cu rezistențe de pornire

În prezent, încă multe întreprinderi de transport preferă vehiculele de tracțiune clasice chiar în țările cu tradiție în folosirea și utilizarea tiristoarelor. S-au realizat deja trenuri foarte rapide cu performanțe ridicate cu sistemul clasic, pentru care s-au folosit seturi întregi de blocuri de control și regulatoare care să intervină asupra controlerului de comandă la mers și frînare [1]. La noi în țară s-au realizat la București și Timișoara de curînd tramvaie de mare capacitate, comandate de la un controler cu comandă directă cu un set de 32 contactoare cu came. De asemenea, întreprinderea Autobuzul în colaborare cu I.C.P.E. a realizat o schemă electrică cu controler cu comandă indirectă cu performanțe ridicate pentru acționarea troleibuzului de mare capacitate de 12 m — DAC-112 E [2]. Dezavantajele principale ale acestui sistem constau în consumul de energie electrică suplimentară ce se disipă în rezistențele de pornire, care poate ajunge în orașele aglomerate pînă la 40% din consumul necesar deplasării vehiculului.

2. Sistemul de variator de curent continuu cu tiristoare și motor de curent continuu cu excitație serie

Primele vehicule de transport urban cu variatoare cu tiristoare alimentate de la linia de curent continuu, au intrat în exploatare la San Francisco în 1967 [3]. Întrucît atunci experiența în executarea și exploatarea variatoarelor cu tiristoare era redusă, variatoarele au fost conectate în serie cu rezistențele de pornire, ele funcționînd numai pentru modificarea vitezei, pornirea și frînarea electrică realizîndu-se cu rezistențe scurtcircuitate de contactori.

Vehiculele urbane cu variatoare s-au impus repede în tracțiune tocmai din cauza economiei de energie ce se obține în cazul în care variatorul este conectat direct la rețea prin intermediul unui filtru, la ieșirea lui obținîndu-se o tensiune continuă în gamă largă, practic de la 5% la 98% din tensiunea liniei; în acest fel, motorul de tracțiune este alimentat tot timpul cu o tensiune variabilă, obținîndu-se o pornire și modificare a vitezei line, fără șocuri.

2.1. Sistemul de accelerare

2.1.1. Sistemul de acționare al troleibuzelor

În general se constată că în prezent troleibuzele acționate cu variator au un singur motor de tracțiune de curent continuu cu excitație serie, avînd o putere uniorară, cuprinsă între 70 și 180 kW, diferite firme admițînd rapoarte diferite între curentul de pornire și cel uniorar. Astfel, la troleibuzul românesc TV 20 E, cu motor de 74 kW, la curentul uniorar de 100 A s-a admis un curent de pornire de 220 A [4] cu raport de 2,2 și deci, un variator cu circuitul de stingere mai mare, pe cînd la troleibuzul românesc de mare capacitate DAC-112 E cu motor de 135 kW, ce are un curent uniorar de 180 A, s-a admis un curent de pornire de 350 A, deci un raport de 1,86 pe cînd firma Brown Boveri pentru un curent uniorar de 185 A, a admis un curent de pornire de 280 A [5]. Pentru toate acționările de troleibuze cu tiris-

* Dr. Ing. *Străinescu I.* este cercetător științific principal la Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică (ICPE) și face parte din colectivul care a elaborat echipamentele pentru acționarea cu tiristoare a troleibuzelor și a tramvaielor românești.

toare schemele la accelerare sînt asemănătoare [1,2,4—9] și anume, toate schemele conțin un filtru de paraziți radio, redresor în punte cu diode, un filtru LC de rețea, variatorul cu tiristoare, contractori de forță și motorul de tracțiune serie cu variatorul. În figura 1 este prezentată schema de acționare cu variatoare pentru troleibuze, elaborate la ICPE.

2.1.2. Sistemul de acționare a tramvaielor și metrourilor

La asemenea acționări sînt folosite, în general, două sau patru motoare de tracțiune, a patru motoare, cîte două înseriate. În cazul acestor acționări nu mai este nevoie de o punte redresoare la intrare, tensiunea neputîndu-se inversa la linie [8—11].

Diferențele, între diferitele sisteme adoptate de firmele constructoare, constau în folosirea

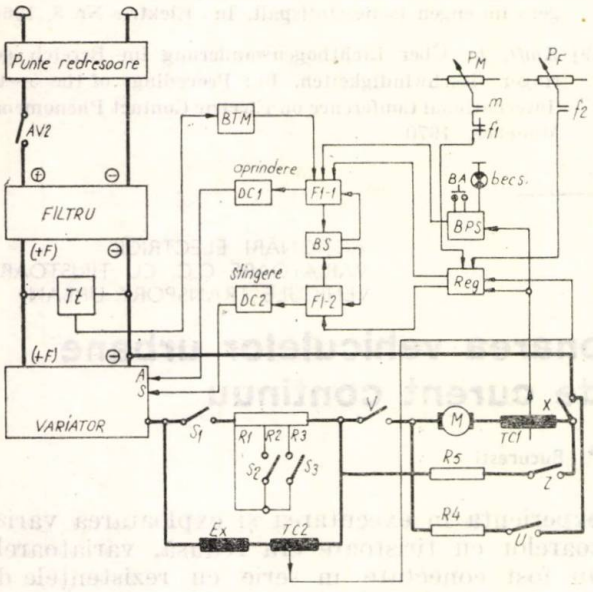


Fig. 1. Schema cu blocuri pentru acționarea troleibuzului TV 20 E Nr. 4 598, echipat cu variator de c.c. cu tiristoare : *M, Ex* — motor tracțiune 74 kW, 750 V.c.c, 1 450 rot/min, tip excitație serie; *V, X*, 2, *U*, S_1, S_2, S_3 — contactor tip MC—100, 750 V, 100 A c. c.; AV_2 — întrerupător automat 750 V, 250 A; *Tt*—traductor tensiune continuă 750 V/0,2 A; *DC*1, *DC*2 — dispozitiv comandă tiristoare; TC_1, TC_2 — traductor de c.c. 250 A/0,2 A; FI_1, FI_2 — formator impulsuri; *BTM* — bloc protecție tensiune minimă; *BPS* — bloc protecție scurtcircuit; *Bec S* — bec semnalizare protecție scurtcircuit; *B.A* — buton anulare dispozitiv scurtcircuit; P_M — potențiometru mers; P_F — potențiometru frînă; *f, m* — contacte controler.

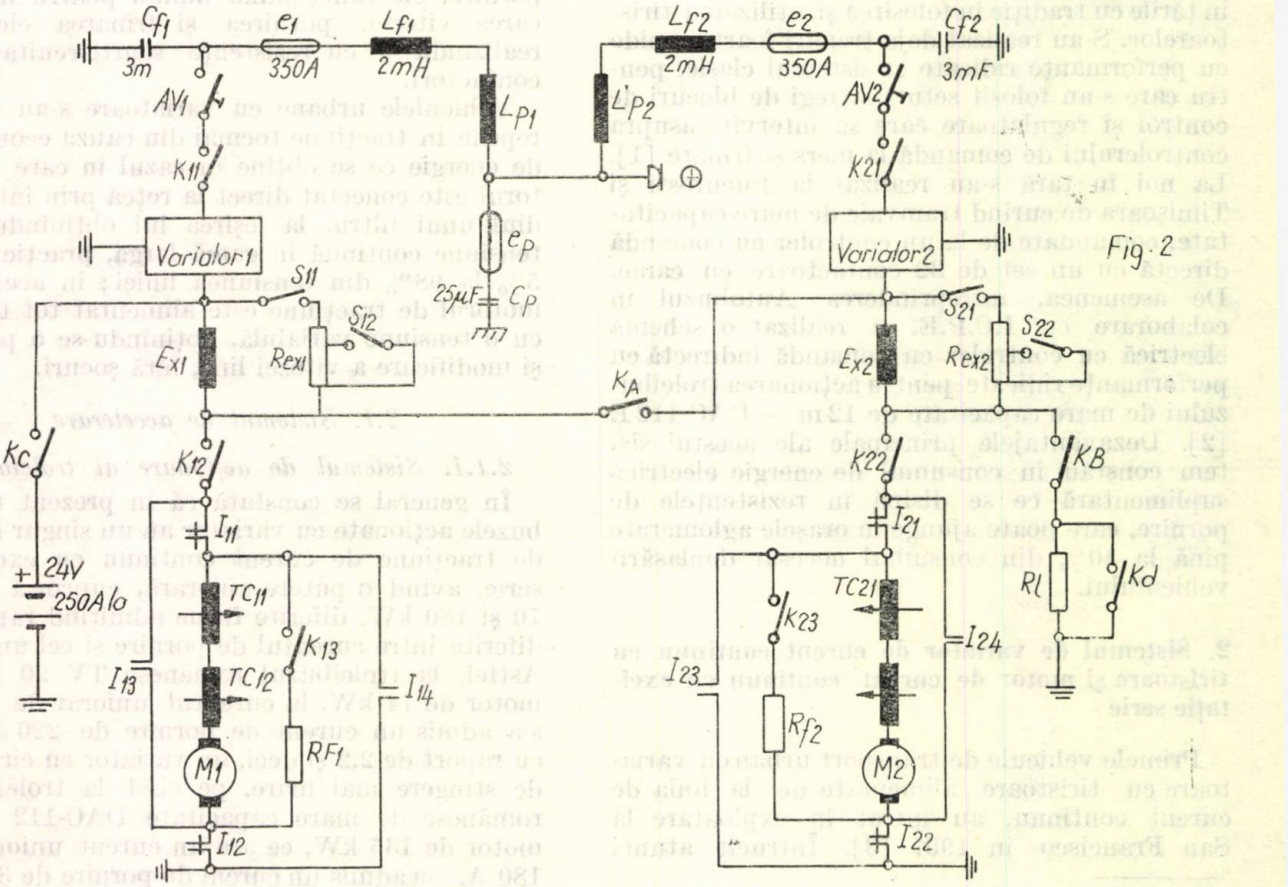


Fig. 2. Schema de forță pentru acționarea tramvaiului de mare putere tip TIMIS—1, trenul 239—9: Lp_1, Lp_2 — inductanță paraziți radio 40 μH, 250 A; *Cp* — condensator paraziți radio 2,5 μF, 1300 V; Lf_1, Lf_2 — inductanță filtru rețea 1 mH, 250 A; Cf_1, Cf_2 — condensator filtru rețea 3 mF, 1 400 V; TC_{11}, TC_{12}; TC_{21}, TC_{22} — traductor curent continuu, 250 A,/0,2 A; K_{11}, K_{12}, K_{13}, K_{21}, K_{22}, K_{23}, *KA*, *KB*, *KC*, S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22} — contactor *MC*—150, 220 V, 150 A; I_{11}, I_{12}, I_{13}, I_{14}, I_{21}, I_{22}, I_{23}, I_{24} — contacte de forță la inversor de sens.

pentru fiecare motor (sau la două motoare înseriate) a cîte un variator sau un singur variator pentru întreaga acţionare. La tramvaiul TIMIS-1 de 600 V [11], sînt folosite cîte două motoare de 112 kW, fiecare motor fiind alimentat separat de la filtrul de reţea şi variatorul său, figura 2.

2.2. Sisteme de diminuare a curentului prin înfăşurările de excitaţie

Ca şi la acţionările clasice, pentru obţinerea de turaţii mai mari decît cea nominală, se procedează la diminuarea curentului prin înfăşurarea de excitaţie, prin conectarea în paralel pe aceasta a unei rezistenţe, realizîndu-se slăbiri maxime de cîmp 20—30%. Cu excepţia firmei Westinghouse [8], care nu foloseşte de loc slăbirea de cîmp în cazul trenului cu variator, celelalte firme folosesc la slăbirea de cîmp o rezistenţă paralelă care este scurtcircuitată continuu sau în trepte. Firma ACEC foloseşte o singură treaptă [9], SKODA două trepte [7], la tramvaiul TIMIS-1 sînt două trepte [11], la troleibuzele TV 20 E şi DAC-112 E trei şi respectiv patru trepte, pînă la slăbirea maximă de 50%, pe cînd unele firme au atins chiar şi 25% [5]. Soluţia optimă o prezintă slăbirea cîmpului, de abia după ce variatorul de tracţiune a fost complet comandat [11, 12], slăbirea fiind apoi realizată continuu cu variator special de cîmp cu încărcarea condensatorului de stingere de la tensiunea reţelei sau o sursă separată prin intermediul unui tiristor, în care caz acest variator are dimensiuni acceptabile.

2.3. Sisteme de frînare electrică

În lucrare sînt analizate doar sistemele de frînare electrice, care permit reducerea vitezei vehiculului pînă la o viteză cît mai mică,

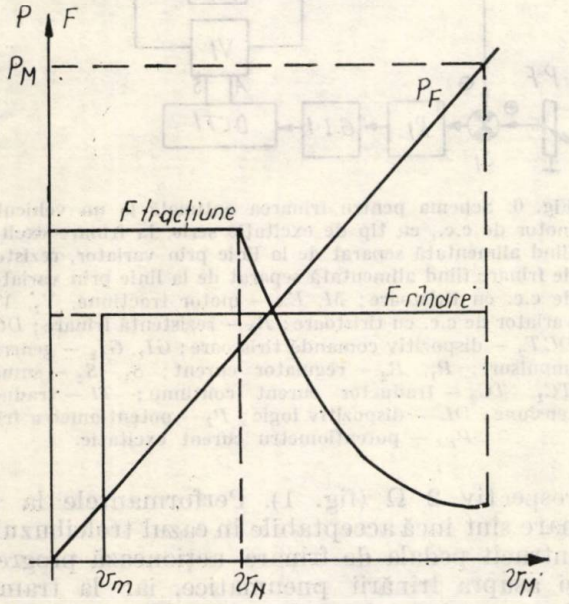


Fig. 3. Caracteristicile mecanice la tracţiunea şi frînarea electrică a vehiculului urban.

aceasta pentru a elimina uzura prematură a frînelor mecanice, viteza V_m (fig. 3) la care nu se mai aplică frînarea, depinzînd de tipul vehiculului, iar la frînarea la viteze mari ale vehiculului trebuie să se ţină cont şi de tensiunea rotorică care apare. Pe acest motiv, unele firme fabrică motoare de tracţiune cu tensiune rotorică ridicată, astfel firma Brown Boveri livrează motoare de tracţiune de 100 kW la tensiunea nominală de 600 V şi tensiunea maximă la rotor de 1850 V.

2.3.1. Frînarea reostatică cu excitaţie serie cu contactori

La troleibuzul articulat TV 2 EA cu variator cu tiristoare s-a aplicat frînarea reostatică în trepte cu trei contractori [13], motorul fiind deconectat de la reţea şi debitat pe o rezistenţă de frînare. În cazul acestei frînări, variaţia relativă a cuplului este superioară celei relative a vitezei vehiculului, de unde rezultă că cuplul de frînare tinde spre zero pentru o variaţie finită a vitezei [14]. În plus, din cauza constantei electromagnetice mari a motorului, atingerea cuplului maxim se produce relativ mai tîrziu, lucru evitat la unele scheme prin preexcitarea de la o baterie de acumulatoare.

2.3.2. Frînarea reostatică cu variator şi generator cu excitaţie serie

În acest caz, de obicei, variatorul se montează paralel pe motorul de tracţiune devenit generator, apărînd două variante şi anume, tensiunea generatorului nefiltrată [5, 8, 9, 15] şi respectiv filtrată. Din cauza variaţiei mari de tensiune, acest fel de frînare nu a fost adoptat la vehiculele româneşti cu variatoare, mai ales că apar şi supratensiuni mari pe variatoare la turaţii ridicate.

2.3.3. Frînarea reostatică cu variator şi generator cu excitaţie separată

În cazul acţionării cu variator, această frînare se realizează în mod elegant, prin alimentarea separată a excitaţiei de la reţea prin intermediul variatorului, iar în cazul tracţiunii cu mai multe motoare, toate înfăşurările de excitaţie a acestora se înseriază şi se alimentează printr-un singur variator de la reţea [11], motoarele debitînd fiecare pe cîte o rezistenţă de frînare, şi din acest considerent ea este folosită la toate vehiculele româneşti cu variator. În acest caz variatorul şi filtrul de reţea, aceleaşi şi la mers, nu trebuie dimensionate special pentru frînare, ele fiind alimentate de la o reţea, care are o tensiune cu variaţii mici. În sistemele moderne, chiar clasice, frînarea reostatică cu excitaţie separată s-a impus [16], din cauza proporţionalităţii variaţiei cuplului cu turaţia, şi astfel pentru obţinerea unei forţe de frînare suficiente şi uniforme pînă la viteze mari, se poate varia rezistenţa de frînare R_f şi curentul de excitaţie I_{ex}, adică fluxul Ø şi, deci, acest sistem de

frînare este superior celui cu excitaţie serie. Practic, pentru menţinerea constantă a cuplului de frînare la o anumită valoare, indiferent de viteza vehiculului, se menţine curentul rotoric constant la valoarea cerută de conducător prin intermediul pedalei sau manetei de frînare şi al unui regulator de curent rotoric. Sistemul intervine asupra curentului de excitaţie, mărindu-l continuu cu scăderea vitezei vehiculului, pînă se atinge valoarea maximă admisă a curentului de excitaţie, după care se dă o comandă pentru micşorarea cu o treaptă a rezistenţei rotorice R_F de către un contactor (fig. 4), prin intermediul unui bloc logic,

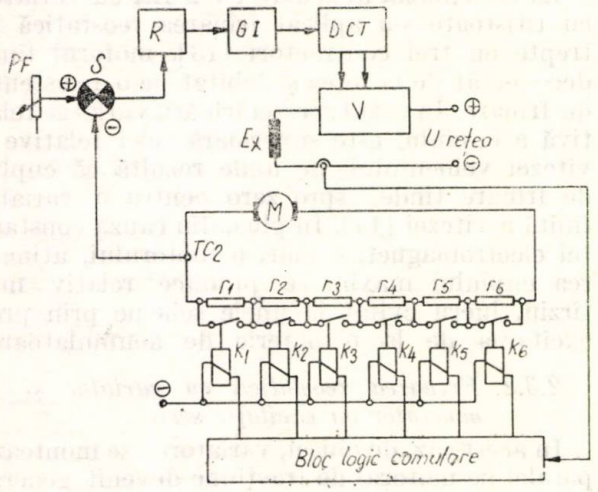


Fig. 4. Schema pentru frînarea optimă la un vehicul cu motor de c.c., cu tip de excitaţie serie, la frînare excitaţia fiind alimentată separat de la linie prin variator, iar rezistenţa de frînare fiind scurtcircuitată în trepte cu contactori: M, Ex — motor tracţiune; V — variator de c.c. cu tiristoare TC_1, TC_2 — traductor de curent continuu; K_1, K_2, K_3, K_4, K_5, K_6 — contactor de c.c., 1′ 2′ 3′ 4′ 5′ 6 — rezistenţă frînare; DCT — dispozitiv comandă tiristoare; GI — generator impulsuri; R — regulator de curenţi; S — sumator; P_F — potenţiometru frînă.

această treaptă fiind astfel aleasă încît curentul prin excitaţie să scadă la jumătate din valoarea sa nominală [11]; apoi regulatorul de curent rotoric dă din nou comanda de creştere a curentului de excitaţie în mod continuu cu scăderea vitezei vehiculului. Se obţin, în acest fel, caracteristicile de frînare optimală pentru cazul scurtcircuitării rezistenţei de frînare în trepte (fig. 5). În cazul folosirii unui variator de scurtcircuitare a rezistenţei de frînare, ordinea de excitare a comenzilor se schimbă [11]. Conducătorul impune la fel curentul rotoric şi la prima fază a frînării curentului de excitaţie se menţine constant la o valoare de aproximativ 0,7 din valoarea sa nominală, modificîndu-se continuu rezistenţa de frînare de către variatorul V_1 (fig. 6). În momentul în care variatorul este complet comandat, intră în funcţie mărirea automată a curentului de excitaţie corelată cu scăderea în continuare a vitezei vehiculului. Curentul de excitaţie este micşorat şi în cazul intervenţiei blocurilor de protecţie la antipatinare şi tensiune maximă pe rotor.

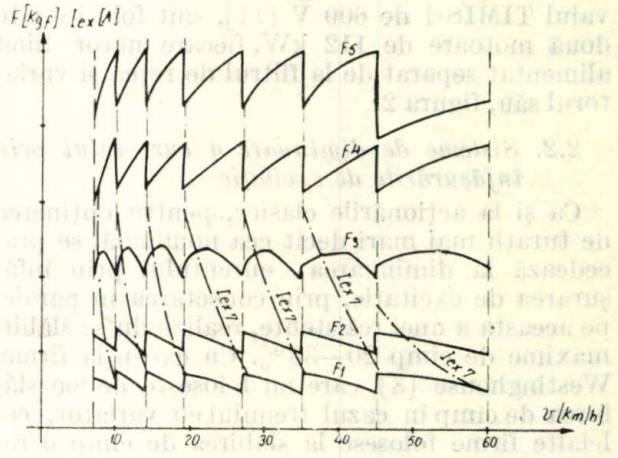


Fig. 5. Caracteristicile de frînare pentru schema din figura 4.

La troleibuzele TV 20 E, DAC—112 E şi la tramvaiul acţionate cu variator cu tiristoare, nu s-a executat variatorul de scurtcircuitare continuă, astfel că valoarea rezistenţei de frînare rămîne constantă, de 3 Ω şi

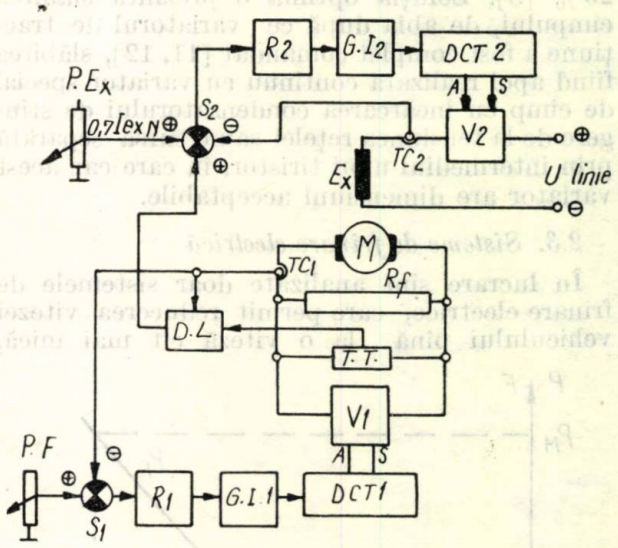


Fig. 6. Schema pentru frînarea optimală la un vehicul cu motor de c.c., cu tip de excitaţie serie, la frînare excitaţia fiind alimentată separat de la linie prin variator, rezistenţa de frînare fiind alimentată separat de la linie prin variatorul de c.c. cu tiristoare; M, Ex — motor tracţiune, V_1, V_2 — variator de c.c. cu tiristoare; R_F — rezistenţă frînare; DCT_1, DCT_2 — dispozitiv comandă tiristoare; GI_1, GI_2 — generator impulsuri; R_1, R_2 — regulator curent; S_1, S_2 — sumator TC_1, TC_2 — traductor curent continuu; Tt — traductor tensiune; DL — dispozitiv logic; P_F — potenţiometru frînă; P_{Ex} — potenţiometru curent excitaţie.

respectiv 2 Ω (fig. 1). Performanţele la frînare sînt încă acceptabile în cazul troleibuzului, întrucît pedala de frînare acţionează progresiv şi asupra frînării pneumatice, iar la tramvai forţa de frînare la roţile vagoanelor remorcă realizată cu solenoizi depinde de valoarea curen-

tului de excitaţie, curentul din înfăşurările de excitaţie înseriate ale celor două motoare de tracţiune trecînd în timpul frînării şi prin înfăşurările solenoizilor de frînare (fig. 2).

2.3.4. Frînarea cu variator cu recuperare a energiei

Regimul de frînare cu recuperare a energiei prezintă cîteva particularităţi care au îngreunat mult folosirea ei pe scară largă în tracţiunea urbană. Întreruperile de contact între vehicul şi linia de alimentare reprezintă o problemă foarte importantă, mult mai importantă decît în cazul tracţiunii, pentru evitarea acestui accident totdeauna se merge în paralel cu frînarea reostatică [15], care trebuie să intre în funcţiune imediat ce nu mai funcţionează frînarea cu recuperare. Apoi frînarea cu recuperare este eficace numai în orele aglomerate, cînd există suficiente vehicule în circulaţie care să consume energia de frînare recuperată de la vehiculul ce frînează. La vehiculele urbane româneşti, alimentate de la linie, nu s-a aplicat încă această frînare din motive tehnico-economice.

2.4. Sisteme optimale pentru acţionarea vehiculelor urbane cu motoare de curent continuu cu excitaţie serie

În afară de variantele existente în schemele de forţă prezentate în paragrafele anterioare, la acţionările cu variatoare apar şi diferenţe în funcţiile echipamentului de reglare şi control şi ale celui de protecţie. În lucrare sînt prezentate doar sistemele optimale româneşti brevetate sau executate.

2.4.1. Sistem optimal pentru acţionarea vehiculelor echipate cu un motor de curent continuu cu excitaţie serie

Acest sistem poate fi folosit, în general, la acţionarea troleibuzelor şi conţine, în mod obligatoriu, un filtru de paraziţi radio, un redresor în punte, un filtru de reţea pentru limitarea ondulaţiilor de curent şi tensiune, un variator de tracţiune şi eventual unul de slăbire a cîmpului şi altul pentru scurtcircuitare a rezistenţei de frînare [12].

2.4.2. Sistem optimal pentru acţionarea vehiculelor echipate cu două sau mai multe motoare de curent continuu cu excitaţie serie

Aşa cum se observă din figura 7, motorul M_1 este alimentat prin intermediul unui filtru de reţea propriu FR_1, un fuzibil termic ultrarapid e_1, un întrerupător ultrarapid I_1, variatorul V_1, la mersul înainte fiind închişi contactorii K_{11} şi K_{12}, iar la mersul înapoi contactoarele K_{13} şi K_{14}, deci inversarea sensului de mers realizîndu-se prin inversarea curentului rotoric [11]. Pentru turaţii mai mari decît cea nominală, se produce o diminuare a curentului de excitaţie, conectîndu-se paralel pe înfăşurarea de excitaţie Ex_1, o rezistenţă Rex_1 ce se scurtcircuitează continuu sau în trepte de dispozitivul D_{11} care poate fi un variator cu tiristoare sau un set de contactoare, o schemă similară fiind şi pentru motorul M_2, la intrarea generală fiind conectat filtrul de paraziţi radio F_{pr}. La frînare, indiferent de numărul de motoare de tracţiune, se consideră optimă varianta cu alimentarea printr-un singur variator (V_1 în figura 7) a tuturor înfăşurărilor de excitaţie, direct de la reţea (prin intermediul contactorilor K_1, K_{22} şi K_{23}), iar fiecare motor va debita pe cîte o rezistenţă de frînare.

Pentru comanda în timpul mersului, conducătorul acţionează asupra pedalei de mers P_M şi, deci, asupra unui bloc de program mers BPM. Ultimul comandă contactoarele şi acţionează

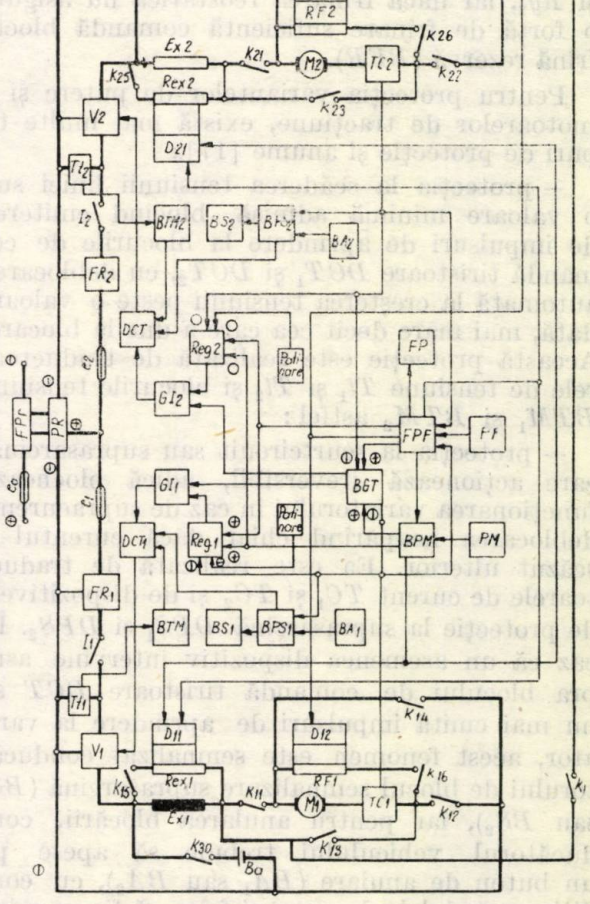


Fig. 7. Schema optimală cu blocuri pentru două motoare.

şi asupra unui bloc BGT, care generează unde trapezoidale cu gărzi de protecţie avînd frecvenţa variabilă funcţie de comanda primită de la blocul RPM, dar şi funcţie de curentul din motoare, măsurat de traductoarele TC_1 şi TC_2, şi astfel blocurile generatoare de impulsuri GI_1 şi GI_2 vor emite impulsuri de aprindere şi stingere cu frecvenţa variabilă, avînd deca-

lajul dintre impulsuri funcție de informațiile sosite la regulatoarele Rg_1 și Rg_2, care lucrează limitativ. Astfel, pe calea de amplificare directă, amplificarea este 1, iar pe cea de reacție de curent, pentru o anumită valoare a decalajului amplificarea este de ordinul zecilor sau sutelor, astfel că decalajul dintre impulsuri depinde de informația sosită de la blocul BPM, atîta timp cît curentul prin motoare nu depășește valoarea maxim admisă a curentului de pornire. Aceste impulsuri sînt amplificate și distribuite la toate tiristoarele componente ale variatoarelor de putere V_1 și V_2, în acest fel variindu-se tensiunile de ieșire din variatoare [17].

La frînare, conducătorul vehiculului intervine asupra pedalei de frînare PF ce comandă un bloc program frînare, care realizează mai întîi schema pentru frînare, iar apoi intervine asupra blocului BGT și a regulatoarelor Rg_1 și Rg_2, iar dacă frînarea reostatică nu asigură o forță de frînare suficientă comandă blocul frînă rezervă (BFR).

Pentru protecția variantelor de putere și a motoarelor de tracțiune, există mai multe tipuri de protecție și anume [17]:

— protecția la scăderea tensiunii liniei sub o valoare minimă admisă, blocînd emiterea de impulsuri de aprindere la blocurile de comandă tiristoare DCT_1 și DCT_2, cu deblocarea automată la creșterea tensiunii peste o valoare dată, mai mare decît cea care a dus la blocare. Această protecție este realizată de traductoarele de tensiune Tt_1 și Tt_2 și blocurile tensiune BTM_1 și BTM_2 astfel:

— protecția la scurtcircuit sau suprasarcină, care acționează ireversibil, adică blochează funcționarea variatorului în caz de supracurent, deblocarea neapărînd chiar dacă curentul a scăzut ulterior. Ea este realizată de traductoarele de curent TC_1 și TC_2 și de dispozitivele de protecție la suprasarcină DPS_1 și DPS_2. În caz că un asemenea dispozitiv intervine asupra blocului de comandă tiristoare DCT să nu mai emită impulsuri de aprindere la variator, acest fenomen este semnalizat conducătorului de blocul semnalizare suprasarcină (BS_1 sau BS_2), iar pentru anularea blocării, conducătorul vehiculului trebuie să apese pe un buton de anulare (BA_1 sau BA_2), cu condiția ca pedalele de mers și frîna să fie pe poziția zero;

— la căderea tensiunii rețelei în timpul frînării, se introduce automat bateria de acumulatoare Ba pentru alimentarea înfășurărilor de excitație;

— la patinare intervine dispozitivul $DPAP$ ce intervine asupra regulatorului aferent, pentru micșorarea corespunzătoare a tensiunii de ieșire din variator.

3. Sistemul cu variator de curent continuu cu tiristoare și motor de curent continuu cu excitație separată

Sistemul de tracțiune cu motor cu excitație separată a început să intereseze din momentul în care s-au introdus în tracțiune echipamentele cu tiristoare [18], în care caz se poate realiza ușor după necesitate, forțarea sau slăbirea curentului prin înfășurarea de excitație cu variator de c.c., tensiunea rotorului fiind controlată de un alt variator de forță conectat serie cu el. Acest echipament poate fi folosit la acționarea vagoanelor de metro, tramvai și troleibuz alimentate de la linia de curent continuu. În figura 8, este prezentată o schemă cu blocuri [19], optimă pentru un astfel de echipament, unde s-au notat cu L_f și C_f filtrul de rețea de forță, V_1 variatorul principal de forță, M și Ex motorul de tracțiune, TC_1, TC_2 TC_3 traductori de curent. Tt traductorul de tensiune. Valoarea nominală a curentului de excitație este impusă de la un potențiometru semireglabil P_1, care dă o tensiune fixă la sumatorul S_1, unde sosește și reacția de curent de la TC_2 și curentul este menținut constant prin intermediul regulatorului Reg_1 și a dispozitivului de comandă tiristoare DCT_1, care comandă variatorul cu tiristoare V_2.

La pornirea vehiculului, pentru ca motorul să aibă cuplu de pornire mare, se realizează automat o creștere a curentului de excitație, prin intermediul unui dispozitiv DZ_1.

Se observă, din schemă, că prin intermediul lanțului de comandă de la potențiometrul de mers P_2, al blocului de întîrziere B_1, sumatoarelor S_2, S_3, S_4, S_5, regulatoarelor Reg_2 de turație (viteza vehiculului), Reg_3 de tensiune și Reg_3 de curent, dispozitivului de comandă DCT_2 și apoi variatorul principal V_1, se asigură la vehicul o turație controlată de potențiometrul P_2 prin intermediul buclei de turație, cu traductorul Tn, prin comanda tensiunii de ieșire a variatorului V măsurată de Tt și cu limitarea curentului rotoric măsurat de TC_1. Cascada de sumatoare S_3 și S_4 sesizează momentul în care V_1 este complet comandat și dacă de la P_2 se cere o creștere în continuare a turației, lucru ce nu mai poate fi realizat de creșterea tensiunii dată de V_1, se comandă slăbirea automată a curentului de excitație prin contactul f_5. În cazul tramvaielor și troleibuzelor bucla de turație nu este folosită. Pentru inversarea sensului de mers se inversează curentul de excitație cu comutatorul I_n. La frînarea cu recuperarea energiei sînt închise contactoarele K_3 și K_4, contactoarele K_1 și K_2 se deconectează, variatorul V_1 fiind astfel montat paralel pe rotor; dioda de nul-anodă este acum D_2, iar prin dioda D_3 și rezistența R_1 se transmite curentul de frînare în rețea.

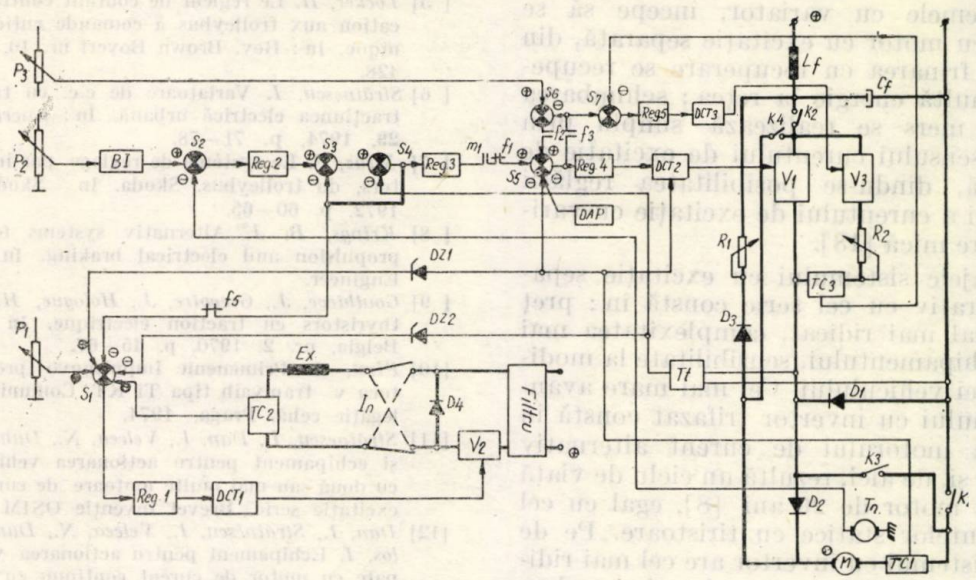


Fig. 8. Schema bloc optimală pentru acționarea cu variatoare de c.c. cu tiristoare la vehiculele cu motoare cu excitație separată: M, Ex — motor tracțiune; L_f, C_f — filtru rețea; V_1, V_2, V_3 — variator de c.c. cu tiristoare (Chopper); D_1, D_2, D_3, D_4 — diode redresoare; TC_1, TC_2, TC_3 — traductor de curent; T_t — traductor de tensiune; I_n — inversor de sens curent; Reg_1, Reg_2, Reg_3, Reg_4 — regulator; P_1, P_2, P_3 — potențiometru de comandă; S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6 — sumatoare; DCT_1, DCT_2, DCT_3 — dispozitiv comandă tiristoare; T_n — traductor turație; R_1, R_2 — rezistor de forță; K_1, K_2, K_3, K_4 — contactor de forță; m_1, f_1, f_2, f_3, f_4, f_5 — contactele releelor de mers și respectiv de frînă; DZ_1, DZ_2 — diodă Zenner; BI — bloc întîrziere.

Dacă în timpul frînării tensiunea la bornele rotorului este prea mare traductorul de tensiune Tt prin intermediul diodei Zener DZ_2 intervine pentru scăderea corespunzătoare a curentului de excitație. Mărimea frînării este comandată prin lanțul P_3, S_6, S_5, Reg_4, DCT_2 și V_1, iar dacă nu se poate asigura frînarea cu recuperare (lipsă de vehicule care să consume, întreruperea alimentării etc.) se introduce automat și frînarea reostatică complimentară de către cascada S_6, S_5 și S_4, care comandă regulatorul Reg_5 și apoi DCT_3 și variatorul V_3, înseriat cu rezistența de frînare R_2, curentul de frînare fiind limitat de o buclă de reacție. Pentru evitarea patinării, dispozitivul antipatinare DAP intervine asupra regulatoarelor de curent Reg_4 sau, dacă este cazul Reg_5. Realizarea practică a echipamentului, conform schemei din figura 8, va fi posibilă și necesară la acționarea vagoanelor de metro, cu condiția folosirii masive de circuite integrate la realizarea blocurilor electronice de comandă.

4. Sistemul de invertor trifazat avînd frecvență variabilă și motor asincron

Acest sistem este folosit, în prezent, pe vehiculele de tracțiune doar de către firma Westinghouse [8] și doar pe trei vehicule experimentale. La noi în țară asemenea vehicule experimentale se preconizează să apară la sfîrșitul acestui deceni .

5. Analiza critică a diferitelor sisteme de acționare a vehiculelor

Toate sistemele cu tiristoare asigură o pornire, modificarea vitezei și frînare lină fără smuncituri în comparație cu cele de pornire în trepte cu rezistențe de pornire. Din cauza realizării comenzilor cu blocuri electronice, sistemele cu tiristoare sînt adaptate la controlul automat al vitezei și curentului și la realizarea controlului complet automat al trenului cu comanda de la un singur post la metro. Cheltuielile de întreținere periodică sînt mai mici datorită numărului redus de contactoare. Pe de altă parte, sistemele cu tiristoare au un cost inițial ridicat, care probabil se va reduce odată cu introducerea elementelor integrate în blocurile de comandă și control. Filtrul de rețea și inductanțele de netezire serie cu motorul de tracțiune fac ca echipamentele cu tiristoare să aibă un gabarit cu circa 25—45% mai mare decît echipamentul clasic. Sistemele cu tiristoare generează mai mult zgomot, perturbații radiofonice și perturbații în sistemele de comandă și telecomandă, iar pentru întreținere este nevoie de un echipament și de instrumente de control mai complexe. Dar marele avantaj care va determina introducerea masivă în fabricație a echipamentelor cu tiristoare o constituie economia de energie electrică de 30—45% la troleibuze și tramvaie și de 20% la metrouri, paralel cu eliminarea șocurilor mari de pornire la rețea și substațiile redresoare.

Între sistemele cu variator, începe să se impună cel cu motor cu excitaţie separată, din cauză că la frînarea cu recuperare se recuperează mai multă energie la reţea; schimbarea sensului de mers se realizează simplu prin schimbarea sensului curentului de excitaţie de valoare mică, dîndu-se posibilitatea reglării în game mari a curentului de excitaţie cu variator de putere mică [18].

Dezavantajele sistemului cu excitaţie separată, comparativ cu cel serie constă în: preţ de cost iniţial mai ridicat, complexitatea mai ridicată a echipamentului, sensibilitate la modificarea vitezei vehiculului. Cel mai mare avantaj al sistemului cu invertor trifazat constă în simplicitatea motorului de curent alternativ fără colector şi, de aici, rezultă un ciclu de viaţă pentru acest motor de 20 ani [8], egal cu cel al echipamentelor statice cu tiristoare. Pe de altă parte, sistemul cu invertor are cel mai ridicat preţ de cost iniţial şi este cel mai complex, ceea ce impune un personal de întreţinere şi exploatare foarte bine pregătit şi o instrumentaţie de depanare complexă.

Bibliografie

[1] *Gardner, A., Hennel, H., Lichtonfels, I.* Propulsion and automatition equipment for PATCO's rapid transit cars. In: IEEE Trans. **IGA-5**, nr. 6, 1971, p. 760—768.

[2] *Dan, I., Străinescu, I., Velcea, N., Dumitru, Gh.* Echipament electric cu contactoare cu comandă indirectă de la controler, pentru vehicule urbane. Brevet invenţie OSIM nr. 79477.

[3] *Zeccola, Z., Weiser, E.* Thyristor (SCR) chopper control system for transportation equipment. In: IEEE Trans. **IGA-5**, nr. 4, iul/aug. 1969, p. 470—475.

[4] *Străinescu, I.* Execuţia prototipului şi probele de omologare ale primului troleibuz tiristorizat românesc construit de ICPE în colaborare cu uzina „Autobuzul" Bucureşti. Comunicare la a VI-a sesiune anuală de comunicări tehnico-ştiinţifice a uzinei „Autobuzul" Bucureşti, 1972.

[5] *Locker, H.* Le régleur de courant continu et son application aux trolleybus à comande entièrement électronique. In: Rev. Brown Boveri nr. 10, 1970, p. 419—428.

[6] *Străinescu, I.* Variatoare de c.c. cu tiristoare pentru tracţiunea electrică urbană. În: Lucrările ICPE, nr. **29**, 1974, p. 71—78.

[7] *Mraz, F.* Le système de réglage par impulsion, thyristors, du trolleybus. Skoda. In: Skoda Revue nr. 2, 1972, p. 60—65.

[8] *Krings, B. J.* Alternativ systems for rapid-transit propulsion and electrical braking. In: Westinghouse Engineer.

[9] *Gouthieve, J., Gregoire, J., Hologue, H.* Les hadieurs à thyristors en traction électrique. In: Revue ACEC, Belgia, nr. 2, 1970, p. 45—67.

[10] *First, A.* Primenenie impulsnovo prepozobatoli post toca v tramvaih tipa Ti KT. Comunicare CAER delegaţie cehă. Praga, 1974.

[11] *Străinescu, I., Dan, I., Velcea, N., Dumitru, Gh.* Sistem şi echipament pentru acţionarea vehiculelor echipate cu două sau mai multe motoare de curent continuu cu excitaţie serie. Brevet invenţie OSIM nr. 78935.

[12] *Dan, I., Străinescu, I., Velcea, N., Dumitru, Gh., Ciotlos, I.* Echipament pentru acţionarea vehiculelor echipate cu motor de curent continuu cu excitaţie serie. Brevet invenţie OSIM nr. 79877.

[13] *Străinescu, I.* Echipament cu variator de curent continuu cu tiristoare pentru acţionarea vehiculelor cu motor de curent continuu şi frînare reostatică în trepte. Brevet invenţie OSIM nr. 78774.

[14] *Brasovan, M.* şi colectiv. Acţionări electrice—Probleme şi aplicaţii industriale— Bucureşti, Ed. Tehnică, 1963.

[15] *Knapp, P.* Le régleur de courant continu, organe de commande des véhicules moteurs à courant continu. In: Revue Brown Boveri, 6/7, 1970, p. 252—271.

[16] *Perticaroli, F.* Frenatura elektroreostatica nei mezzi di tranzione a corrente continua. In: L'Elettrotecnica, vol. **LVII**, nr. 9, sept. 1970, p. 525—538.

[17] *Străinescu, I., Velcea, N.* Dispozitiv şi echipament de comandă şi control pentru variatoare de curent continuu cu tiristoare. Brevet invenţie OSIM nr. 80423.

[18] *Van ECK, R. A.* The separately excited D.C. traction motor applied to D.C. and single-phase AC rapid transit systemes and electrifield railroads. In: IEEE Trans. sept/oct. 1971, p. 643—658.

[19] *Străinescu, I.* Echipament cu variatoare de curent continuu cu tiristoare pentru acţionarea vehiculelor de la linia de curent continuu cu excitaţie separată. Brevet de invenţie OSIM nr. 74730.

CZ 621.395.613

CODOR
DECODOR
IMPULS
CIRCUIT LOGIC

Tabele de afişaj pentru săli sportive

MARIN DRĂGULINESCU, MARIETA DRAGOMIRESCU, IOAN NICOLESCU, PAUL SVASTA, OVIDIU DRAGOMIRESCU* — Bucureşti

Introducere

Una din sarcinile trasate consecvent de conducerea superioară de partid şi de stat este aceea a angajării cît mai organic a cadrelor didactice şi studenţilor în activitatea de cercetare şi producţie care să contribuie, într-o măsură din ce în ce mai mare, la reducerea şi chiar la eliminarea importurilor la o serie de aparate şi instalaţii complexe. Dat fiind politica promovată de partid cu privire la activitatea sportivă de performanţă şi de masă este necesară o dotare corespunzătoare cu săli sportive polivalente echipate cu aparatura corespunzătoare desfăşurării în condiţii optime a activităţii sportive. În acest context a apărut necesitatea înzestrării sălilor de sport cu echipamente de informare vizuală a spectatorilor şi jucătorilor cu privire la evoluţia competiţiilor sportive.

Tabelele de afisaj ale rezultatelor competiţionale ce vor fi prezentate în continuare, elimină importul în acest domeniu şi sînt con-

* Dr. ing. *Drăgulinescu, M.*, ing. *Dragomirescu*, M., dr. ing. *Nicolescu I.* şi ing. *Svasta P.* sînt şefi de lucrări la Institutul Politehnic Bucureşti, ing. *Dragomirescu O.* este asistent universitar la acelaşi institut.

cepute a fi fabricate numai cu componente produse de industria noastră electrotehnică și electronică.

La elaborarea instalației de afișare s-au avut în vedere o serie de aspecte legate de o bună percepere a simbolurilor sau informațiilor afișate din diferite unghiuri sau la distanțe variabile, o comandă simplă, depanare ușoară, o maleabilitate ridicată și un preț de cost scăzut.

Genurile de competiții cărora li se adresează tabela de afișaj, prezentată în acest articol, fac parte din ramura jocurilor colective ca handbal, volei, baschet, box, tenis.

Informarea spectatorilor și jucătorilor cu privire la competiția sportivă ce se desfășoară este promptă și completă.

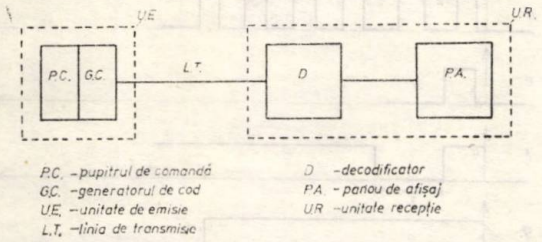


Fig. 1. Schema bloc a sistemului de transmisie și afișare a informației.

Datele necesare afișării sînt preluate de la un pupitru de comandă, se codifică și se transmit prin intermediul a două circuite fizice la recepție (fig. 1). Dat fiind acest mod de transmisie a informației, pupitrul de comandă poate fi amplasat cu ușurință în orice punct al sălii.

1. Panoul de afișare a informației

În figura 2 se prezintă aspectul panoului de afișare. El conține mai multe compartimente după cum urmează:

a) compartimentul scorului curent A și B, format fiecare din trei unități de afișaj.

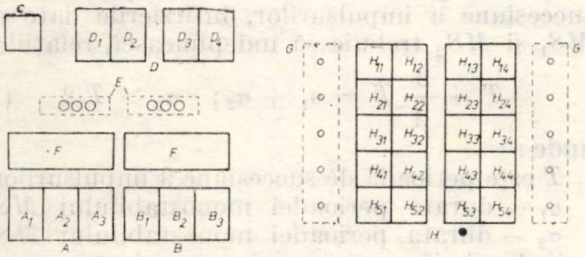


Fig. 2. Elementele panoului de afișare.

b) Compartimentul reprizei C, o unitate de afișaj;

c) compartimentul de marcare a timpului efectiv de joc rămas D, format din patru unități de afisaj care permit redarea timpului în minute (unitățile de afisaj D_1 și D_2) și secunde (unitățile de afișaj D_3 și D_4);

d) compartimentul E — destinat indicării numărului de time-out-uri folosite de fiecare echipă, precum și culorii atribuite jucătorilor în cadrul competițiilor de box (roșu, albastru);

e) compartimentul G necesar indicării sportivului pe care îl preferă fiecare din cei cinci arbitri judecători de la reuniunile de box;

g) compartimentul H de afișare a scorului reprizelor anterioare pînă la cinci seturi, pentru fiecare echipă sau a deciziilor de punctaj acordate jucătorilor de către arbitrii judecători la reuniunile de box.

În casetele formate din compartimentele A, B, C, și H se pot înscrie cifrele $0 \div 9$ precum și literele A și E necesare la competițiile de tenis.

2. Pupitrul de comandă

Pupitrul de comandă este indicat în figura 3 și conține un număr de butoane egal cu numărul unităților de afișaj $A_1 \div A_3$; $B_1 \div B_3$; $E_0 \div E_2$; R; $G_{11} \div G_{52}$; $H_{11} \div H_{54}$, la care se adaugă douăsprezece butoane corespunzătoare cifrelor $0 \div 9$ și literele A și E.

Comanda informației ce trebuie afișată se realizează prin apăsarea a două butoane din care unul reprezintă poziția unității de afisaj în care se dorește înscrierea informației și al doilea care reprezintă informația de afisaj. Butoanele sînt amplasate cu respectarea geografiei dispunerii unităților de afisaj pe panou.

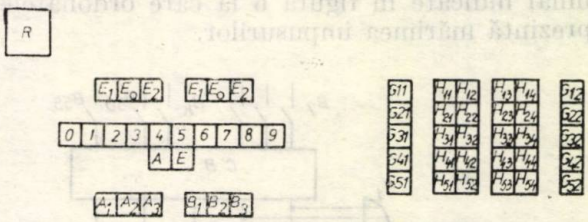


Fig. 3. Elementele pupitrului de comandă.

3. Schema bloc a instalației

La elaborarea schemei bloc s-a avut în vedere că părțile ei componente să răspundă cerințelor prezentate anterior (fig. 4).

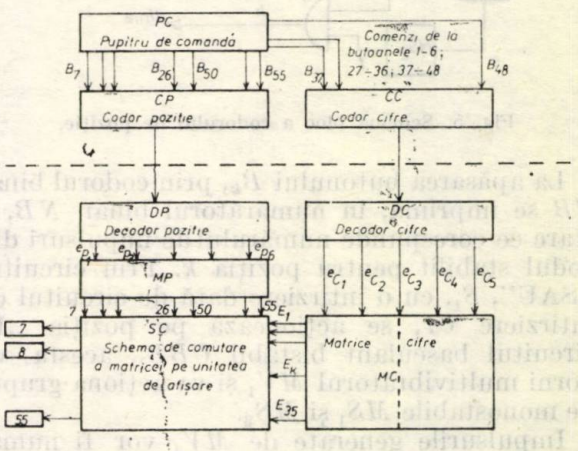


Fig. 4. Schema bloc a instalației.

Comenzile privind poziția în care urmează a fi înscrisă informația, precum și informația propriu-zisă sînt codificate prin codoarele de poziție CP și de cifre CC. Informația codificată, privind poziția și cea referitoare la cifra ce urmează a fi înscrisă sînt transmise separat pe cîte un circuit. La recepție semnalul transmis este decodificat de decodoarele de poziție DP și de cifre DC. La ieșirile $e_{pk}(K = 1 \div 6)$ și $e_{cj}(j = 1 \div 6)$ se obțin informații privind poziția, respectiv cifra ce urmează a fi inscrisă.

Matricea-poziție MP, permite ca la aplicarea unei combinații de cod binar la intrare, să se obțină nivele logice „1" la ieșirile E_k ce corespund conturului cifrei dorite.

Poziționarea matricei de cifre MC, pe unitatea de afișare în care urmează a se înscrie informația se face prin schema de comutare pe unitatea de afișare SC. Fiecare unitate de afișare este alcătuită din 35 de becuri dispuse matricial 5×7.

4. Codorul de poziție și codorul de cifre

Codorul de poziție CP, transformă informația privind poziția butonului de pe panoul de comandă într-un cod de impulsuri.

Schema bloc se prezintă în figura 5, iar funcționarea rezultă din analiza diagramelor de semnal indicate în figura 6 la care ordonatele reprezintă mărimea impusurilor.

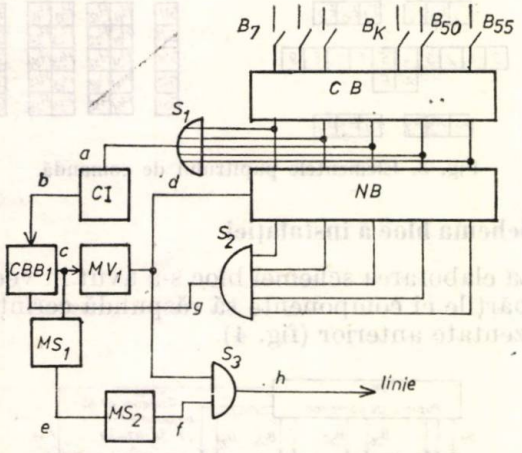


Fig. 5. Schema bloc a codorului de poziție.

La apăsarea butonului B_k, prin codorul binar CB se imprimă, în numărătorul binar NB, o stare ce corespunde numărului de impulsuri din codul stabilit pentru poziția k. Prin circuitul „SAU", S_1, cu o întîrziere dată de circuitul de întîrziere CI, se acționează pe poziția „1" circuitul basculant bistabil CBB_1, acesta va porni multivibratorul MV_1 și va acționa grupul de monostabile MS_1 și MS_2.

Impulsurile generate de MV_1 vor fi numărate de numărătorul invers NB. Starea „zero" a acestuia este sesizată de circuitul „și" S_2, care va aduce în starea zero circuitul basculant CBB_1, iar acesta multivibratorul MV_1. Numărul de impulsuri generat de MV_1 va fi egal cu starea imprimată numărătorului NB prin butonul B_k. Suma întîrzierilor date de cele

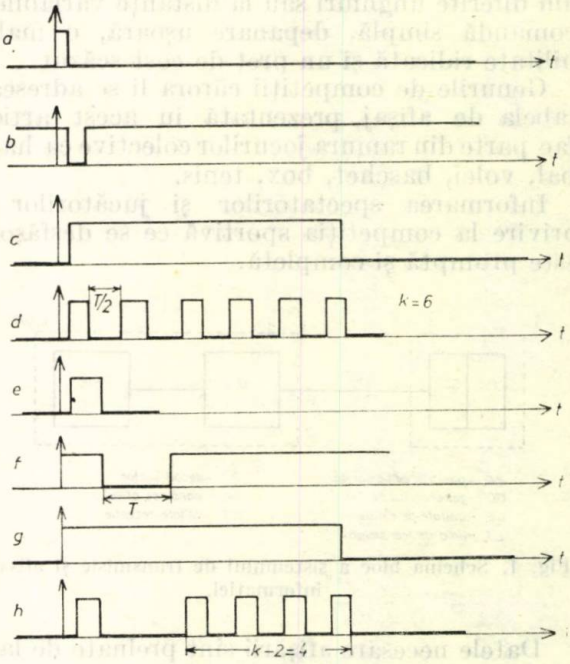


Fig. 6. Formele de undă specifice codorului de poziție din figura 5.

două monostabile este astfel calculată încît impulsul dat de MS_2 să se suprapună peste al doilea impuls generat de MV_1, astfel ca pentru poziția k, numărul de impulsuri transmis în linie va fi $k-1$ (cel de-al doilea impuls generat de MV_1 va fi suprimat). Circuitul „și" S_3 are rolul de a opri numai al doilea impuls generat de MV_1.

Codul generat pentru poziția $k = 6$ va avea aspectul din figura 6 h adică, un impuls, pauză și $k-2$ impulsuri. Dacă T este perioada de succesiune a impulsurilor, întîrzierile date de MS_1 și MS_2 trebuie să îndeplinească relațiile :

$$T + \frac{3}{4}T = \sigma_1 + \sigma_2; \quad \sigma_2 > T/2 \qquad (1)$$

unde :

T este perioada de succesiune a impulsurilor ;
σ_1 — durata perioadei monostabilului MS_1,
σ_2 — durata perioadei monostabilului MS_2.

Codorul-cifre corespunde ca schemă cu codorul-poziție. El permite imprimarea pe oricare poziție a panoului de afișaj a cifrelor $0 \div 9$, literelor A și E, precum și comanda de aprindere sau ștergere a becurilor din compartimentele E și G.

5. Decodorul poziție și cifre

În funcție de codul de impulsuri transmis pe linie la recepție decodorul de poziție DP (fig. 4) dă un semnal nivel logic „1" la una din cele

27 de ieşiri corespunzătoare poziţiei în care urmează să se înscrie informaţia. Schema bloc şi formele de undă sînt prezentate în figua 7, respectiv 8.

Impulsurile de cod recepţionate în punctul *a* (fig. 7 sau fig. 8) se întîrzie prin circuitul de

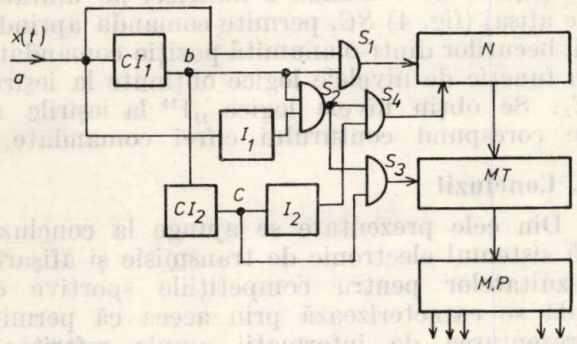


Fig. 7. Schema bloc a decodorului poziţie.

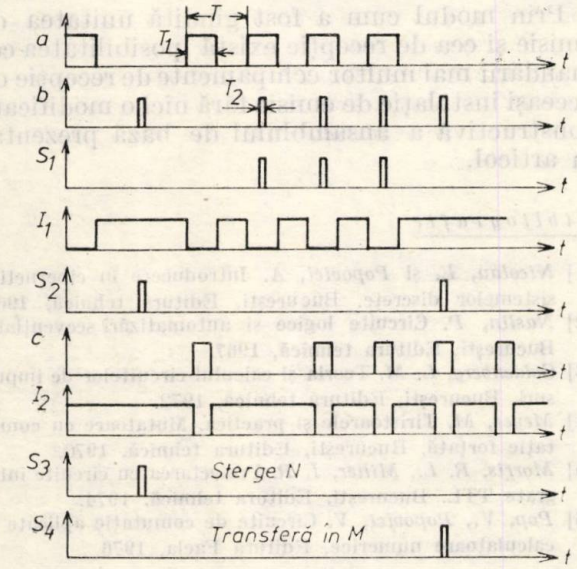


Fig. 8. Formele de undă specifice decodorului poziţie din figura 7.

întîrziere CI_1 (fig. 7) cu o durată egală cu perioada de succesiune a impulsurilor (fig. 8 b).

Se constată uşor relaţiile :

$$T_1 > T_2; \quad T/2 = T_1, \qquad (2)$$

unde :

T_2 este durata impulsurilor întîrziate ;

T_1 — durata impulsurilor recepţionate.

Condiţia (2) se impune pentru a fi plasate impulsurile din punctul *b* pe durata impulsurilor din punctul a (fig. 8).

La ieşirea circuitului „şi", S_1 se obţin $k-3$ impulsuri, iar la ieşirea circuitului „şi", S_2 se obţin două impulsuri care indică primul şi ultimul impuls al succesiunii de impulsuri transmise (fig. 8).

Impulsul din punctul *b* (fig. 7) se întîrzie prin circuitul de întîrziere CI_2 şi se aplică circuitului „*şi*" S_3, la care pe cealaltă intrare se aplică semnalul de la ieşirea circuitului „şi" S_2. Se obţine la ieşirea lui S_3 un impuls care indică sfîrşitul secvenţei transmise. Pe de altă parte semnalul întîrziat prin CI_2 se inversează cu ajutorul inversorului I_2 şi se aplică circuitului „şi" S_4 la care, pe cealaltă intrare, se aplică semnalul obţinut la ieşirea lui S_2. În acest fel la ieşirea circuitului „şi" S_4 se obţine un impuls care reprezintă începutul secvenţei transmise.

Primul impuls şterge numărătorul N, iar al doilea transferă informaţia din numărătorul N în memoria tampon MT.

Matricea de decodare MP permite selectarea uneia din cele 27 de bare, în funcţie de combinaţia de cod din memorie, bare ce corespund cu numărul unităţilor de afişare.

6. Decodorul cifre

Schema bloc a decodorului este identică cu cea a decodorului de poziţie (fig. 7). Capacitatea numărătorului, precum şi cea a memoriei MT este aceeaşi cu cea de la decodorul de poziţie, urmărindu-se, în acest fel, utilizarea într-o măsură cît se poate de mare a subansamblelor tipizate, ceea ce duce la simplificări constructive şi tehnologice în realizarea instalaţiei. Informaţiile ce urmează a fi decodificate sînt cifrele $0 \div 9$, literele A şi E, precum şi preferinţele arbitrilor la competiţiile de box (comanda aprinderii becurilor din compartimentul G) şi indicarea numărului de time-out-uri folosite de fiecare echipă (compartimentul E).

7. Matricea de cifre

Matricea cifre MC este organizată în două trepte (fig. 9). În prima treaptă matricea MC_1 realizează conversia binar poziţional; poziţiile e_{ik} ($k = 1 \div 12$) vor permite înscrierea informaţiilor corespunzătoare cifrelor $0 \div 9$, precum şi a literelor A şi E, iar poziţiile următoare

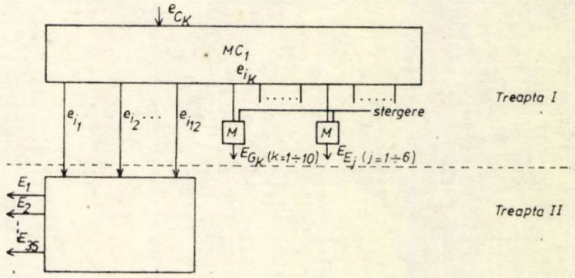


Fig. 9. Schema bloc a matricei cifre.

($k = 13 \div 29$) vor comanda direct prin intermediul elementelor de memorie M, elementele de afisaj din compartimentele E şi G (fig. 2).

La conectarea sub tensiune a tabelei, aducerea la zero a memoriilor M se face printr-un impuls general de ştergere.

Aprinderea becurilor din compartimentele E şi G (fig. 2) se face la apariţia unui semnal logic „1" la bornele $e_{ik}(k = 13 \div 29)$, semnal ce corespunde recepţiei unui anumit cod transmis, iar stingerea se face la următoarea recepţie al aceluiaşi cod.

În treapta a doua în funcţie de nivelul logic „1" obţinut la barele $1 \div 12$ se obţin nivelele logice „1" la ieşirile E_k, ieşiri care comandă aprinderea becurilor din conturul cifrelor $0 \div 9$ şi literelor A şi E (fig. 10).

Numerotarea becurilor din unitatea de afişare se face ca în figura 11.

Fig. 10. Becurile care se aprind (x) la realizarea cifrelor sau literelor.

11	12	13	14	15
21	22	23	24	25
31	32	33	34	35
41	42	43	44	45
51	52	53	54	55
61	62	63	64	65
71	72	73	74	75

Fig. 11. Numerotarea becurilor din unitatea de afişaj.

În situaţia în care această conversie se realizează printr-o matrice cu diode, poziţia diodelor este dată în figura 10 prin x.

8. Schema de comandă a matricei

Schema de comandă a matricei pe unitatea de afişaj (fig. 4) SC, permite comanda aprinderii becurilor dintr-o anumită poziţie comandată, în funcţie de nivelele logice obţinute la ieşirile E_k. Se obţin nivele logice „1" la ieşirile E_k ce corespund conturului cifrei comandate.

9. Concluzii

Din cele prezentate se ajunge la concluzia că sistemul electronic de transmisie şi afişarea rezultatelor pentru competiţiile sportive de sală se caracterizează prin aceea că permite prezentarea de informaţii ample referitoare la sporturile de echipă ce se desfăşoară în săli de sport.

Prin modul cum a fost gîndită unitatea de emisie şi cea de recepţie există posibilitatea comandării mai multor echipamente de recepţie cu aceeaşi instalaţie de emisie fără nici o modificare constructivă a ansamblului de bază prezentat în articol.

Bibliografie

[1] *Nicolau, E.* şi *Popovici, A.* Introducere în cibernetica sistemelor discrete. Bucureşti, Editura tehnică, 1966.
[2] *Naslin, P.* Circuite logice şi automatizări secvenţiale. Bucureşti, Editura tehnică, 1967.
[3] *Goldenberg, L. M.* Teoria şi calculul circuitelor de impulsuri. Bucureşti, Editura tehnică, 1972.
[4] *Meyer, M.* Tiristoarele şi practica. Mutatoare cu comutaţie forţată. Bucureşti, Editura tehnică, 1970.
[5] *Morris, R. L., Miller, I. R.* Proiectarea cu circuite integrate TTL. Bucureşti, Editura tehnică, 1974.
[6] *Pop, V., Popovici, V.* Circuite de comutaţie aplicate în calculatoare numerice. Editura Facla, 1976.

1978 MAY 2 5

E 2040

Victor H.

BEFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 26 • Nr. 2 • FEBRUARIE 1978

1978 MAR 9

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 26 Nr. 2 februarie 1978

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.313.333

MOTOR ASINCRON TRIFAZAT
FUNCȚII DE TRANSFER
COMPORTARE DINAMICĂ

Măgureanu, R., Taloiu, V. : **Program pentru determinarea funcțiilor de transfer și a comportării dinamice a motorului asincron trifazat utilizat în sisteme de acționări electrice.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 2, feb 1978, p. 41

Cu metoda și programul descrise în lucrare se permite calcularea a 88 de funcții de transfer, precum și a răspunsurilor în timp. Funcțiile de transfer obținute facilitează optimizarea sistemelor de acționări electrice ce utilizează ca elemente de execuție motoare asincrone.

CZ 621.314:621—752

MĂSURARE
VIBRAȚII
TRANSFORMATOARE

Bichir, N. I. : **Metodă experimentală pentru determinarea frecvențelor proprii de vibrație ale miezurilor transformatoarelor.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 2, feb 1978, p. 46

Plecîndu-se de la proprietățile magnetostrictive ale circuitelor magnetice, se propune o metodă de determinare a frecvențelor proprii de vibrație ale acestora, menținînd inducția magnetică constantă și variind frecvența de magnetizare pînă se ajunge la rezonanța mecanică.

CZ 621.3.015:518.12

IMPULS DE TENSIUNE
REPARTIȚIE DE TENSIUNE
METODĂ DE CALCUL NUMERIC

Răducan, I. : **Metoda de calcul a distribuției tensiunii de impuls în transformatoare de putere, utilizînd calculatoare electronice.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 2, feb 1978, p. 49

Se expune o metodă de calcul al distribuției inițiale, al distribuției în timp și în anumite puncte, precum și al distribuției maximelor tensiunii de impuls în înfășurări de transformatoare cu sau fără reglaj sub sarcină și de autotransformatoare.

CZ 621.314.5:621.365

CONVERTOARE DE MEDIE FRECVENȚĂ
ÎNCĂLZIRE PRIN INDUCȚIE
TIRISTOARE

Comșa, D., Maier, V., Chindriș, M. : **Convertoare de medie frecvență cu tiristoare și aplicarea lor pentru încălzirea prin inducție a sîrmelor și toroanelor.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 2, feb 1978, p. 55

Se prezintă avantajele pe care convertoarele statice de medie frecvență le au față de convertizoarele rotative (grup motor + generator), analizîndu-se detaliat invertorul. Lucrarea dă și o metodă nomografică de calcul al frecvențelor de lucru pentru instalațiile de încălzire prin inducție a sîrmelor și toroanelor.

CZ 628.974

PANOURI LUMINOASE
CALCUL, PROIECTARE
COMPONENTA DIRECTĂ A ILUMINĂRII

Botez, Cl., Savitescu, G., Ganciu, T. : **Contribuții la calculul componentei directe a iluminării date de corpuri luminoase de dimensiuni mari.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 2, feb 1978, p. 59

Lucrarea prezintă avantajele utilizării metodei de calcul al componentei directe a iluminării cu ajutorul proiecției unghiului solid sub care se vede suprafața luminoasă, pe o direcție normală în punctul de calcul la planul iluminat.

CZ 621.3.014.31:621.316

ARC ELECTRIC
FENOMEN ALEATOR
MODEL MATEMATIC

Popescu, M. : **Modelarea statistico-matematică a arcului electric de deconectare.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 2, feb 1978, p. 65

Lucrarea prezintă un model matematic al procesului de deconectare, considerînd durata arcului electric ca variabilă aleatoare.

CZ 621.314:621.319.43

INVERTOR CU SARCINĂ *RLC*
CONDENSATOR DE SERIE
TIRISTOARE

Chindris, M. : **Invertor cu sarcină *RLC* serie pentru alimentarea instalațiilor de încălzire prin inducție.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 2, feb 1978, p. 70

În lucrare se prezintă studiul analitic al invertorului în punte monofazată, debitînd pe o sarcină compensată cu condensator serie și se analizează influența pe care proprietățile tiristoarelor folosite o au asupra performanțelor obținute (frecvență, formă de undă și randament).

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CIOCEONICĂ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; conf. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNIUC ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU ; acad. prof. dr. doc. st. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA"* *(E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini, sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, mașini-unelte și mecanică fină, apare în cadrul *OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (O.I.D.)*, al *Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică, (I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la *O.I.D.* – București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, și 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAȚIA"*, București, str. Brezoianu, nr. 23—25. C. 7672. Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței, nr. 64—66 P.O.B.—2001.—Telex. 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.313.333

ДВИГАТЕЛЬ АСИНХРОННЫЙ
ТРЕХФАЗНЫЙ
ФУНКЦИЯ ПЕРЕДАТОЧНАЯ
ПОВЕДЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОЕ

Мэгуряну, Р., Татою, В.: **Программа для определения передаточных функций и динамического поведения асинхронного трёхфазного двигателя применяемого в системах электрических приводов.**

Е.Е.А.– **Electrotehnica 26,** № 2, фев. 1978, стр. 41

При помощи метода и программы, описанных в работе, возможно вычисление 88-и передаточных функций, а также ответов во времени. Полученные передаточные функции способствуют оптимизации систем электрических приводов, применяющих в качестве элементов изготовления асинхронные двигатели.

УДК 621.314:621.752

ИЗМЕРЕНИЕ
ВИБРАЦИИ
ТРАНСФОРМАТОРЫ

Бикир, Н. Л.: **Экеперимента́льный метод определения собственных частот вибрации трансформаторных сердечников.**

Е.Е.А.— **Electrotehnica 26,** № 2, фев. 1978, стр. 46

Исходя от магнетострикционных свойств магнитных цепей, предлагается метод определения их собственных частот, причём сохраняется постоянная магнитная индукция, варьируя магнетизирующую частоту тока получается механический резонанс.

УДК 621.3.015:518.12

ИМПУЛЬС НАПРЯЖЕНИЯ
РАСПРЕДЕЛЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ
МЕТОД ЧИСЛЕННОГО РАСЧЕТА

Рэдукан, И.: **Вычислительный метод для распределения импульсного напряжения в мощных трансформаторах.**

Е.Е.А.– **Electrotehnica 26,** № 2, фев. 1978, стр. 49

Излагается вычислительный метод начального распределения, распределения во времени и в определённых точках, а также распределения максимума импульсного напряжения в трансформаторных обмотках с регулированием или без регулирования под нагрузкой и автотрансформаторных обмотках.

УДК 621.314.5:621.365

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ СРЕДНЕЙ
ЧАСТОТЫ
ИНДУКЦИОННЫЙ НАГРЕВ
ТИРИСТОРЫ

Комша, Д., Майер, В., Киндриш, М.: **Преобразователи средней частоты с тиристорами и их применение для индукционного нагрева проволок и жгутов.**

Е.Е.А.– **Electrotehnica 26,** № 2, фев. 1978, стр. 55

В работе представлены преимущества статических преобразователей средней частоты по сравнению с вращающимися преобразователями (агрегат: двигатель + генератор) и подробно анализируется инвертор. Даёт и номографический вычислительный метод рабочих частот индукционных нагревательных установок для проволок и жгутов.

УДК 628.974

ПАНЕЛИ ОСВЕЩЕННЫЕ
ВЫЧИСЛЕНИЕ, ПРОЕКТИРОВАНИЕ
СОСТАВЛЯЮЩАЯ ПРЯМАЯ ОСВЕЩЕНИЯ

Ботез, Кл., Савитеску, Г., Ганчиу, Т.: **Вклад в вычисление прямой составляющей освещения, подаваемой крупными светильниками.**

Е.Е.А.– **Electrotehnica 26,** № 2, фев. 1978, стр. 59

В работе представлены преимущества применения метода вычисления прямой составляющей освещения при помощи твердого угла проекции под которым видна освещенная (светлая) площадь, в нормальном направлении в вычислительной точке к освещенной плоской поверхности.

УДК 621.3.014.31:621.376

ДУГА ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ
ЯВЛЕНИЕ СЛУЧАЙНОЕ
МОДЕЛЬ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ

Попеску, М.: **Статистическо-математическая модель отключающей электрической дуги.**

Е.Е.А.– **Electrotehnica 26,** № 2, фев. 1978, стр. 65

В работе представлена математическая модель процесса отключения, считая длительность электрической дуги как случайную переменную.

УДК 621.314:621.319.43

ИНВЕРТОР ПОД НАГРУЗКОЙ *RLC*
ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЙ
КОНДЕНСАТОР, ТИРИСТОРЫ

Киндриш, М.: **Инвертор с нагрузкой сопротивление-индуктивность-емкость для питания индукционных нагревательных установок.**

Е.Е.А.– **Electrotehnica 26,** № 2, фев. 1978, стр. 70

В работе приведено аналитическое исследование однофазного мостового инвертора, питающего на компенсируемом заряде при наличии последовательного конденсатора, а также анализируется влияние своиств применяемых тиристоров на полученные характеристики (частота, форма волны и кпд).

INHALT

DK 621.313.333

DREHSTROMASYNCHRONMOTOR
ÜBERTRAGUNGSFUNKTION
DYNAMISCHES VERHALTEN

Măgureanu, R., Taloiu, V.: **Programm für die Bestimmung der Übertragungsfunktionen und des dynamischen Verhaltens des Drehstromasyinchronmotors der in elektrischen Antrieebssistemen angewandt wird.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26,** Nr. 2, Feb. 1978, S. 41

Mit der in der Arbeit beschriebenen Methode und dem dargestellten Programm wird die Berechnung von 88 Übertragungsfunktionen sowie der zeitlichen Antworten ermöglicht. Die erhaltenen Übertragungsfunktionen erleichtern die Optimierung der elektrischen Antriebssysteme, die als Ausführungselemente Asynchronmotoren anwenden.

DK 621.314:621–752

MESSUNG
TRANSFORMATOREN
VIBRATOREN

Bichir, N. L.: **Experimentelle Methode für die Bestimmung der Vibration-Eigenfrequenzen der Transformatorenkerne**

E.E.A. – **Electrotehnica 26,** Nr. 2, Feb. 1978, S. 46

Ausgehend von den Magnetostriktionseigenschaften der Magnetkreise, wird eine Methode für die Bestimmung ihrer Vibrations-Eigenfrequenzen vorgeschlagen, wobei die magnetische Induktion konstantgehalten und die Magnetisierungsfrequenz verändert wird, bis die mechanische Resonanz erreicht ist.

DK 621.3.015:518.12

NUMERISCHE RECHENMETHODE
SPANNUNGSIMPULS
SPANNUNGSVERTEILUNG

Răducan, I.: **Berechnungsmethode für die Impulsspannungsverteilung in Leistungstransformatoren unter Anwendung von elektronischen Rechenanlagen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26,** Nr. 2, Feb. 1978, S. 49

Es wird eine Berechnungsmethode für die Änfangsverteilung, für die zeitliche Verteilung und die Verteilung an bestimmten Stellen, sowie für die Verteilung der Impulsspannungshöchstwerte in Transformatorenwicklungen mit oder ohne Regelung unter Last und Spartransformatorenwicklungen beschrieben.

DK 621.314.5 :621.365

INDUKTIONSHEIZUNG
MITTELFREQUENZUMRICHTER
THYRISTOREN

Comşa, D., Maier, V., Chindriş, M. : **Mittelfrequenzumrichter mit Thyristoren und ihre Anwendung für die Induktionsheizung der Drähte und Stränge.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, Nr. 2, Feb. 1978, S. 55

Es werden die Vorteile, die die statischen Mittelfrequenzumrichter gegenüber den Rotationsumrichtern (Motor + + Generator) aufweisen, beschrieben, wobei der Inverter eingehend analysiert wird. Die Arbeit bringt auch eine nomographische Berechnungsmethode der Arbeitsfrequenzen für die Induktionsheizungsanlagen der Drähte und Stränge.

DK 628.974

LEUCHTTAFEL
BERECHNUNG, PROJEKTIERUNG
DIREKTER ANTEIL DER BELEUCHTUNG

Botez, Cl., Savitescu, G., Ganciu, T. : **Beitrag zur Berechnung des direkter Anteils der Beleuchtung die von grossen Leuchtkörpern ausgeht.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, Nr. 2. Feb. 1978, S. 59

Die Arbeit beschreibt die Vorteile der Anwendung der Berechnungsmethode des direkten Anteils der Beleuchtung mit Hilfe der Projektierung des festen Winkels unter dem die leuchtende Fläche in einer normalen Richtung, im Berechnungspunkt bei der beleuchteten Ebene gesehen wirde.

DK 621.3.014.31 :621.376

LICHTBOGEN
MATHEMATISCHES MODELL
ZUFÄLLIGE ERSCHEINUNG

Popescu, M. : **Die statistisch-mathematische Nachbildung des Schaltlichtbogens.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, Nr. 2, Feb. 1978, S. 65

Die Arbeit beschreibt ein mathematisches Modell des Abschaltvorgangs, wobei die Lichtbogendauer als zufällige Variable betrachtet wird.

DK 621.314 :621.319.43

RLC — LAST — INVERTER
REIHENKONDENSATOR
THYRISTOREN

Chindris, M. : **Inverter mit RLC-Last in Reihenschaltung für die Speisung der Induktionsheizungsanlagen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, Nr. 2, Feb. 1978, S. 70

Die Arbeit beschreibt das analytische Studium des Inverters in Einphasen-Brückenschaltung, einem Reihenkondensator gespeist wird und analysiert den Einfluss der Eigenschaften der angewandten Thyristoren auf die erhaltenen Spitzenleistungen (Frequenz, Wellenform und Wirkungssgrad).

CONTENTS

DC 621.313.333

THREE-PHASE ASYNCRONOUS MOTOR
TRANSFER FUNCTIONS
DYNAMIC BEHAVIOUR

Măgureanu, R., Tatoiu, V. : **A program for determining the transfer functions and dynamic behaviour of the three-phase asynchronous motor used in electric drive sistems.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, No. 2, Feb. 1978, p. 41

The method and the program described in the paper, allow 88 transfer functions and the time responses to be computed. The transfer functions obtained, simplify the electric drive systems optimization, which use asynchronous motors as output regulators.

DC 621.314 :621 – 725

MEASURING
VIBRATIONS
TRANSFORMERS

Bichir, N. I. : **Experimental method for determining the transformer coils vibration natural freequencies.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 2, Feb. 1978, p. 46

Starting from the magnetostrictive properties of the magnetic circuits, a method for determining their vibration natural frequencies is proposed, by maintaining the magnetic induction constant, and by varying the magnetization frequency until the mechanical resonance is obtained.

DC 621.3.015 :518.12

VOLTAGE PULSE
VOLTAGE DISTRIBUTION
NUMERICAL COMPUTATION METHOD

Răducan, I. : **Calculation method for the pulse voltage distribution in power transformes, by means of electronical computers.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, No. 2, Feb. 1978, p. 49

A computation method is presented, for the initial distribution, the time distribution and the distribution in certain points, as well as the maximum values distribution of the pulse voltage in transformer coils, charge controlled or not, and in autotransformer coils, as well.

DC 621.314.5 :621.365

MEDIUM FREQUENCY CONVERTERS
INDUCTION HEATING
THYRISTORS

Comşa, D., Maier, V., Chindriş, M. : **Thyristor medium frequency converters and their application to the wires and strands induction heating.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, No. 2, Feb. 1978, p. 55

The paper presents the advantages of the medium frequency static converters over the rotary converters (motor + generator group), the inverter being analysed in detail. The paper also offers a nomographic method for working frequencies computation, for the wires and strands induction heating installations.

DC 628.974

LIGHT PANELS
COMPUTATION, DESIGN
ILLUMINATION DIRECT COMPONENT

Botez, Cl., Savitescu, G., Ganciu, T. : **Contributions to the illumination direct component computation, supplied by great size lighting units.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, No. 2, Feb. 1978, p. 59

The paper offers the advantages of using the illumination direct component computation method, by means of the solid angle projection from wihch the light surface can be seen, on a normal direction to the illuminated plane, in the computation point.

DC 621.3.014.31 :621.376

ELECTRIC ARC
RANDON PHENOMENON
MATHEMATICAL MODEL

Popescu, M. : **Statistical-mathematical modelling of the disconnecting electric arc.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, No. 2, Feb. 1978, p. 65

The paper presents a mathematical model of the disconnecting process, the electric arc duration being considered as a random variable.

DC 621.314 :621.319.43

RLC CHARGED INVERTER
SERIES CAPACITOR
THYRISTORS

Chindriş, M. : **Series RLC charge inverter for supplying the induction heating instalations.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, No. 2, Feb. 1978, p. 70

The paper presents an analytical study of the one-phase bridge inverter, delivering on a compensated charge with a

series capacitor, the influence of the used thyristors properties on the performances obtained (frequency, wave form, and efficiency), being also analysed.

SOMMAIRE

CD 621.313.333

MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASÉ
FONCTIONS DE TRANSFERT
COMPORTEMENT DYNAMIQUE

Măgureanu, R., Tatoiu, V. : **Programme pour la détermination des fonctions de transfert et du comportement dynamique du moteur asinchrone triphasé utilisé dans des systèmes d'actionnements électriques.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, Nr. 2, Febr. 1978, p. 41

A l'aide de la méthode et du programme décrits dans cet ouvrage on peut faire le calcul de 88 fonctions de transfert, tout comme le calcul des réponses en temps. Les fonctions de transfert ainsi obtenues facilitent l'optimisation des systémes d'actionnements électriques qui utilisent comme éléments d'exécution des moteurs asynchrones.

CD 621.314 :621–752

MESURE
VIBRATIONS
TRANSFORMATEURS

Bichir, N. I. : **Méthode expérimentale pour la détermination des fréquences propres de vibration des noyaux des transformateurs.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, Nr. 2, Febr. 1978, p. 46

Prenant pour point de départ les propriétés magnétostrictives des circuits magnétiques, on propose une méthode de détermination des fréquences propres de vibration de ceux-ci en maintenant l'induction magnétique constante et en variant la fréquence de magnétisation jusqu'à ce qu'on aboutisse à la résonance mécanique.

CD 621.3.015 :518.12

IMPULSION DE TENSION
REPARTITION DE TENSION
MÉTHODE DE CALCUL NUMÉRIQUE

Răducan, I. : **Méthode de calcul de la distribution de la tension d'impulsion dans des transformateurs de puissance en utilisant des ordinateurs électroniques.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, Nr. 2, febr. 1978, p. 49

On y expose une méthode de calcul de la distribution initiale, de la distribution en telle période et à tel endroit, tout comme la méthode de la distribution des maximum de la tension d'impulsion dans les bobinages des transformateurs à ou sans réglage sous charge et dans les enroulements des autotransformateurs.

CD 621.314.5 :621.365

CONVERTISSEUR DE FREQUENCE
MOYENE
CHAUFFAGE PAR INDUCTION
THYRISTORS

Comşa, D., Maier, V., Chindriş, M : **Convertisseurs de fréquence moyenne à thyristors et leur application pour le chauffage par induction des fils et des torons.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, Nr. 2, Febr. 1978, p. 55

On y présente les avantages des convertisseurs statiques de fréquence moyenne par rapport aux convertisseurs rotatifs (groupe moteur + générateur), analysant en détail l'inverseur. Cet ouvrage donne aussi une méthode nomographique de calcul des fréquences de travail pour les installations de chauffage par induction des fils et des torons.

CD 628.974

PANNEAUX LUMINEUX
CALCUL, PROJECTION
COMPONENTE DIRECTE DE L'ILLUMINATION

Bolez, Cl., Savitescu, G., Ganciu, T. : **Contribution au calcul de la componente directe de l'illumination due à des corps lumineux de grandes dimensions.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, Nr. 2, Febr. 1978, p. 59

L'ouvrage présente les avantages de l'utilisation de la méthode de calcul de la componente directe de l'illumination à l'aide de la projection de l'angle solide sous lequel on voit la surface lumineuse, dans une direction normale a point de calcul au plan illuminé.

CD 621.3.014.31 :621.376

ARC ELECTRIQUE
PHÉNOMÈNE ALÉATOIRE
MODÈLE MATHÉMATIQUE

Popescu, M. : **Modélage statistique-mathématique de l'arc électrique de déconnexion.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, Nr. 2, Febr. 1978, p. 65

Cet ouvrage présente un modéle mathématique du procés de déconnexion considérant la durée de l'arc électrique en tant que variable aléatoire.

CD 621.314 :621.319.43

INVERSEUR À CHARGE RLC
CONDENSATEUR DE SERIE
THYRISTORS

Chindriş, M. : **Inverseur à charge RLC série pour l'alimentation des installations de chauffage par induction.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, Nr. 2, Febr. 1978, p. 70

Dans cet ouvrage on présente l'étude analytique de l'inverseur en pont monophasé qui débite sur une charg compensée par condensateur série et l'on y analyse l'influence des propriétés des thyristors employés sur les performances obtenues (fréquence, forme d'onde, rendement).

CZ 621.313 - 333

MOTOR ASINCRON TRIFAZAT
FUNCȚII DE TRANSFER
COMPORTARE DINAMICĂ

Program pentru determinarea funcțiilor de transfer și a comportării dinamice a motorului asincron trifazat utilizat în sisteme de acționări electrice

Răzvan Măgureanu, Victor Tatoiu** — București

Introducere

Determinarea funcțiilor de transfer și a comportării dinamice a motoarelor asincrone prezintă o importanță deosebită pentru proiectanții de sisteme de acționări electrice. Cunoscînd aceste funcții de transfer un astfel de sistem poate fi reglat optimal, optimizarea efectuîndu-se la nivelul întregii instalații.

Din păcate, regimul dinamic al motorului asincron este caracterizat de un set de ecuații diferențiale nelineare și funcțiile de transfer nu se pot determina decît pe baza linearizării lor în jurul unui punct de funcționare. Datorită acestor restricții funcțiile de transfer depind de punctul de funcționare și se modifică funcție de frecvența, tensiunea de alimentare și de cuplul de sarcină [1].

Pentru soluționarea acestor probleme, pornindu-se de la ecuațiile generale ale mașinii, s-a creat un program FORTRAN catalogat într-o bibliotecă de programe de unde poate fi apelat și folosit direct de utilizator fără a necesita cunoștințe de programare. Programul aflat în bibliotecă în formă IMT, trece direct la execuție pe baza cartelelor de date furnizate de către beneficiar.

Articolul de față se adresează celor ce utilizează în sisteme de acționări electrice motoare asincrone comandate prin circuitul statoric sau rotoric. Funcțiile de transfer obținute (de grad cinci) pot fi simplificate funcție de ponderea diverșilor coeficienți de cazul particular studiat, de gradul de complexitate al sistemului.

1. Modelul matematic

Programe pentru deducerea acestor funcții de transfer au mai fost realizate și utilizate în cadrul mai multor institute de învățămînt superior și de cercetare din lume, dar lucrările publicate se opresc la scrierea ecuațiilor și prezentarea rezultatelor. Autorii, pornind de la o astfel de lucrare, au realizat un program original, rezultatele obținute comparîndu-le cu cele prezentate în literatură [2].

Programul a fost alcătuit folosind teoria mașinii asincrone în coordonate „$d-q$", cu modificările necesare scopului propus. Folosindu-se metoda micilor variații, se obține o ecuație de stare și una de măsură, care, în final, conduc la expresia generală a funcției de transfer.

Se consideră un motor asincron idealizat, cu dublă alimentare, avînd :

— întrefier uniform ;

— circuit magnetic linear ;

— trei înfășurări statorice identice, respectiv rotorice, distribuite astfel în crestături, încît să producă un cîmp magnetic sinusoidal în întrefier, neglijîndu-se armonicile superioare ;

— fără pierderi în fier.

Cu aceste precizări, este valabil modelul mașinii bifazate, aplicabil motoarelor asincrone, așa cum este prezentat în figura 1.

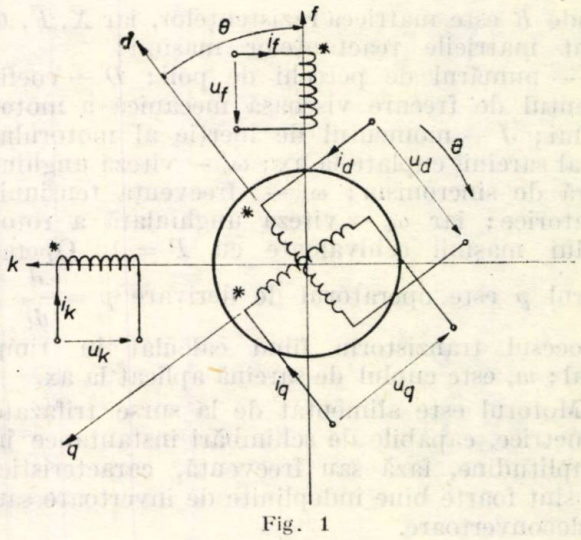


Fig. 1

Punctul de plecare îl constituie ecuațiile matriciale de funcționare ale motorului asincron, raportate la un sistem de referință sincron cu turația ω_b.

$$\bar{U} = \bar{R} \cdot \bar{I} + \frac{\omega_a}{\omega_b} \cdot \bar{F} \cdot \bar{I} + \frac{\omega_r}{\omega_b} \cdot \bar{G} \cdot \bar{I} + \frac{p}{\omega_b} \cdot \bar{X} \cdot \bar{I} \qquad (1)$$

---

* Lucrarea a fost prezentată la Simpozionul național de creativitate tehnologică al Academiei R.S.R., Cluj-Napoca, 28—29 octombrie 1977.

** Dr. ing. *R. Măgureanu* este conferențiar la Catedra de mașini electrice a Institutului politehnic București, iar *V. Tatoiu* este inginer stagiar la Intreprinderea de Fabricație și Montaj Ascensoare.

$$m_s = \frac{3}{2}\frac{P}{\omega_b}\cdot \bar{I}^T\cdot\bar{G}\cdot\bar{I} - \frac{\omega_b}{P}\cdot D\cdot\frac{\omega_r}{\omega_b} - \frac{\omega_b^2}{P}\cdot J\left(\frac{p}{\omega_b}\right)\cdot\frac{\omega_r}{\omega_b} \qquad (2)$$

unde:

$$\bar{U} = \begin{array}{c|c} f & u_f \\ k & u_k \\ d & u'_d \\ q & u'_q \end{array}, \quad \bar{I} = \begin{array}{c|c} f & i_f \\ k & i_k \\ d & i'_d \\ q & i'_q \end{array}$$

sînt tensiunile la bornele motorului, respectiv curenţii prin înfăşurări, mărimile rotorice fiind raportate la stator.

$\bar{R} =$

	f	k	d	q
f	r_s			
k		r_s		
d			r'_r	
q				r'_r

$\bar{X} =$

	f	k	d	q
f	x_s		x_m	
k		x_s		x_m
d	x_m		x'_r	
q		x_m		x'_r

$\bar{F} =$

	f	k	d	q
f		x_s		x_m
k	$-x_s$		$-x_m$	
d		x_m		x'_r
q	$-x_m$		$-x'_r$	

$\bar{G} =$

	f	k	d	q
f				
k				
d		$-x_m$		$-x'_r$
q	x_m		x'_r	

unde $\bar{R}$ este matricea rezistenţelor, iar $\bar{X}$, $\bar{F}$, $\bar{G}$ sînt matricile reactanţelor maşinii;
P — numărul de perechi de poli; D — coeficientul de frecare vîscoasă mecanică a motorului; J — momentul de inerţie al motorului şi al sarcinii cuplate la ax; ω_b — viteza unghiulară de sincronism; ω_a — frecvenţa tensiunii statorice; iar ω_r — viteza unghiulară a rotorului maşinii echivalente cu $P = 1$. Operatorul p este operatorul de derivare $p = \frac{d}{dt}$, procesul tranzistoriu fiind calculat în timp real; m_s este cuplul de sarcină aplicat la ax.

Motorul este alimentat de la surse trifazate simetrice, capabile de schimbări instantanee în amplitudine, fază sau frecvenţă, caracteristici ce sînt foarte bine îndeplinite de invertoare sau cicloconvertoare.

Dacă se ţine seama şi de efectul impedanţei liniilor, ecuaţia (1) devine:

$$\bar{E} = \bar{R}_l\cdot\bar{I} + \frac{\omega_a}{\omega_b}\cdot\bar{F}_l\cdot\bar{I} + \frac{\omega_r}{\omega_b}\cdot\bar{G}_l\cdot\bar{I} + \frac{p}{\omega_b}\cdot\bar{X}_l\cdot\bar{I} + \bar{U}, \qquad (3)$$

unde:

$\bar{R}_l =$

	f	k	d	q
f	r_{sl}			
k		r_{sl}		
d			r'_{rl}	
q				r'_{rl}

$\bar{X}_l =$

	f	k	d	q
f	x_{sl}			
k		x_{sl}		
d			x'_{rl}	
q				x'_{rl}

$\bar{F}_l =$

	f	k	d	q
f		x_{sl}		
k	$-x_{sl}$			
d				x'_{rl}
q			$-x'_{rl}$	

$\bar{G}_l =$

	f	k	d	q
f				
k				
d				$-x'_{rl}$
q			x'_{rl}	

Matricea $\bar{E}$ reprezintă tensiunile la bornele sursei şi are forma:

$$E = \begin{array}{c|c} f & e_s \\ k & 0 \\ d & e'_r\cos\sigma \\ q & -e'_r\sin\sigma \end{array}$$

unde:

e_s este valoarea de vîrf a tensiunii de alimentare a statorului, e'_r — valoarea de vîrf a tensiunii de alimentare a rotorului, raportată la stator; σ este unghiul intern al maşinii.

Dacă se înlocuieşte relaţia (1) în relaţia (3) se obţine:

$$\bar{E} = \bar{R}_t\cdot\bar{I} + \frac{\omega_a}{\omega_b}\cdot\bar{F}_t\cdot\bar{I} + \frac{\omega_r}{\omega_b}\cdot\bar{G}_t\cdot\bar{I} + \frac{p}{\omega_b}\cdot\bar{X}_t\cdot\bar{I}, \qquad (4)$$

unde semnificaţia matricilor $\bar{R}_t$, $\bar{F}_t$, $\bar{G}_t$, $\bar{X}_t$ este evidentă.

Cuplînd relaţiile (2) şi (4) se ajunge la un sistem matricial de ecuaţii, la care, dacă se aplică metoda micilor variaţii se transformă într-un sistem de ecuaţii ale regimului permanent, şi într-o ecuaţie de stare de forma:

$$p\cdot\Delta\bar{K} = \bar{A}\cdot\Delta\bar{K} + \bar{B}\cdot\Delta\bar{T}, \qquad (5)$$

unde:

$$\Delta\bar{K} = \begin{array}{c|c} f & \\ k & \\ d & \Delta\bar{I} \\ q & \\ \hline m & \Delta\frac{\omega_r}{\omega_b} \end{array} \quad \text{şi} \quad \Delta\bar{T} = \begin{array}{c|c} f & \\ k & \\ d & \Delta\bar{E} \\ q & \\ \hline a & \Delta\frac{\omega_a}{\omega_b} \\ \hline m & \Delta m_s \end{array}, \text{ respectiv,}$$

matricea răspunsurilor și matricea perturbațiilor.

Matricea $\bar{A}$ este o funcție de parametrii mașinii și de punctul inițial de funcționare.

Matricea $\Delta \bar{T}$ poate fi scrisă sub forma :

$$\Delta \bar{T} = \bar{B}_t \cdot \Delta t,$$

unde Δt este una din cele 6 perturbații, iar $\bar{B}_t$ o matrice de legătură caracteristică fiecărui tip de perturbație.

Pentru a afla funcția de transfer mai este nevoie și de o ecuație de măsură, care se poate exprima sub forma unei combinații lineare a matricii variabilelor de stare $\Delta \bar{K}$ și a matricii perturbațiilor $\Delta \bar{T}$:

$$\Delta y = (\bar{M}_y + \bar{N}_y \cdot \bar{M}_u) \cdot \Delta \bar{K} + \bar{N}_y \cdot \bar{N}_u \cdot \Delta \bar{T}, \quad (6)$$

unde matricile $\bar{M}_u$ și $\bar{N}_u$ depind de parametrii și punctul inițial de funcționare a mașinii, iar $\bar{M}_y$ și $\bar{N}_y$ sînt două matrici de legătură care fac ca Δy să fie una din cele 11 răspunsuri posibile.

Scrise concentrat, cele două ecuații de stare și de măsură sînt :

$$\begin{aligned} p \cdot \Delta \bar{K} &= \bar{A} \cdot \Delta \bar{K} + \bar{B}_0 \cdot \Delta t, \\ \Delta y &= \bar{M} \cdot \Delta \bar{K} + n \cdot \Delta t, \end{aligned} \quad (7)$$

și în final conduc la funcția de transfer :

$$\frac{\Delta y(s)}{\Delta t(s)} = \frac{\sum_{j=1}^{j=5} a_j \cdot s^{j-1}}{\sum_{j=1}^{j=5} b_j \cdot s^{j-1} + s^5} + n. \quad (8)$$

Funcțiile de transfer astfel obținute depind de punctul inițial de funcționare a mașinii și au toate același numitor.

2. Programul de calcul

Programul FORTRAN creat pentru a calcula funcțiile de transfer și răspunsul în timp este conceput într-o formă modularizată, este complet automat, fiind prevăzute toate situațiile de eroare și nefuncționare, caz în care tipărește mesaje ce informează asupra defectelor și cauzelor lor. Se găsește într-o bibliotecă specială, gata compilat și linkeditat în formă IMT, putînd trece imediat la execuție.

În cele ce urmează se va descrie programul care este format din 5 segmente.

Segmentul AAA cuprinde programul principal. Descrierea se va face ulterior.

Segmentul BBB cuprinde 14 subrutine ale programului principal și anume :

— subprograme de calcul matricial (ADMA, SCAMA, MUMA, INMAC, care realizează respectiv adunarea, scăderea, înmulțirea, înmulțirea cu o constantă a matricilor, TRAMA, LINMA, TRSMA, MACOL, care efectuează transpunerea, liniarizarea după linii a matricilor, transformarea unui șir în matrice și liniarizarea după coloane a matricilor, ATRIB care încarcă o anumită parte a unei matrici într-o anumită regiune a unei alte matrici) ;

— subprogramul MOVEC care calculează modulul unui vector ;

— subprogramul CADET, ce calculează determinantul unei matrici și apelează subrutina SCHLIN de permutare a liniilor matricii. CADET are posibilitatea de a sesiza determinantul nul ;

— subprogramul MRINV inversează matricile, calculînd totodată și valoarea determinantului matricii și are posibilitatea de a informa programul principal dacă nu poate inversa matricea respectivă ;

— subprogramul GAUSS calculează rădăcinile unui sistem de N ecuații lineare cu N necunoscute folosind algoritmul lui Gauss și poate informa programul principal de imposibilitatea găsirii soluțiilor.

Segmentul CCC cuprinde :

— subprogramul NEWRA de calcul cu ajutorul metodei Newton-Raphson a rădăcinilor complexe ale unei ecuații de grad oarecare cu coeficienți complecși. Subrutina informează asupra numărului de rădăcini pe care a putut să le afle, în caz că nu a putut să afle nici o rădăcină respectivul parametru, KOD, ia valoarea — 1. Pentru a încerca din nou subrutina, se pot modifica numărul maxim de iterații sau criteriile de convergență relativă și absolută. În cursul calculelor pot apărea situații de depășire flotantă superioară (eroare 108), caz în care este chemată subrutina de tratare a depășirii, MASCA, în limbaj ASSIRIS, revenirea efectuîndu-se la eticheta 99999. Se încearcă apoi o nouă aplicare a subrutinei, folosind coeficienți astfel modificați de subprogramul MODIF încît să nu se altereze rădăcinile, în caz de persistență a erorii 108, schimbîndu-se coeficienții de 6 ori după 6 legi diferite. Parametrul KEY informează programul principal de numărul de erori 108 întîlnite la o apelare a subrutinei NEWRA.

Segmentul DDD cuprinde subprogramul LAPIN care calculează transformata Laplace inversă a funcției de ieșire pe baza coeficienților și polilor transmiși de programul principal. Subprogramul rezolvă cazurile de poli reali nuli și nenuli de ordin maxim doi și poli complecși de ordin unu, pentru o funcție de ieșire avînd numărătorul de grad maxim 20 și numitorul de grad maxim 21.

Pentru cazurile în care funcția de ieșire nu întrunește condițiile de aplicabilitate a subprogramului, se tipăresc mesaje de eroare, iar programul principal este informat prin para-

metrul KOD = 1. Polii complecşi sînt îmbunătăţiţi printr-o metodă de tip Newton-Raphson, pentru a asigura condiţia de nul a răspunsului tranzitoriu în origine. Rezultatele sînt returnate programului principal sub formă codificată în matricea OMEGA.

Subprogramul SRAPIT, tipăreşte forma analitică a răspunsului tranzitoriu în timp, pe baza matricii OMEGA.

Segmentul EEE cuprinde subprogramul DEGRAF care tabelează răspunsul tranzitoriu în timp şi desenează graficul prin puncte. Se stabilesc, prin analiza funcţiei, timpul ideal de amortizare TENDMAX şi primul interval de timp Δt_1, tabelarea efectuîndu-se prin calcularea derivatelor la momentul actual şi după un Δt. Pasul Δt poate fi mărit sau micşorat astfel încît funcţia să nu varieze prea rapid între două puncte consecutive şi numărul de puncte să fie minim. Tabelarea şi reprezentarea se fac pe o treime din TENDMAX, tipărindu-se şi cîştigul de regim permanent SSG la t = TENDMAX. Graficul se face pe o pagină nouă la imprimantă, în vedere normală, cu axele poziţionate automat, afişîndu-se pe marginea din dreapta valorile reprezentate, iar pe marginea inferioară timpul de amortizare TENDMAX şi pasul de reprezentare pe axele timpului şi funcţiei.

Programul principal începe cu un set de declaraţii şi mesaje şi cu citirea a trei cartele pe care sînt trecute (P), $(r_s, r'_r, x_s, x'_r, x_m)$, şi $(r_{sl}, r'_{rl}, x_{sl}, x'_{rl})$, adică parametrii electrici ai maşinii şi reţelelor de alimentare. În continuare se formează automat matricile standard $\bar{R}$, $\bar{X}$, $\bar{F}$, $\bar{G}$, $\bar{R}_l$, $\bar{X}_l$, $\bar{F}_l$ $\bar{G}_l$ care sînt tipărite.

Se citesc apoi cartelele care definesc punctul iniţial de funcţionare al maşinii $(e_{s0}, e'_{r0}, \omega_{a0}, \sigma_0)$ şi $(J, D, m_{s0}, \omega_{r0})$ unde ω_{r0} este viteza unghiulară a rotorului maşinii echivalente cu $P = 1$. Se calculează matricile $\bar{E}_0$, $\bar{I}_0$ şi $\bar{U}_0$ (coeficientul 0 arată că este vorba de valorile iniţiale de regim permanent) apelîndu-se subprogramul GAUSS care în caz de nefuncţionare determină apariţia unui mesaj şi execuţia se întrerupe. Se verifică curenţii cu ecuaţia cuplului, abaterile mai mari de 1 % fiind sesizate printr-un mesaj. Astfel, pe o pagină nouă la imprimantă vor fi tipăriţi parametrii mecanici şi electrici ce definesc starea iniţială a maşinii.

Se calculează apoi matricile $\bar{A}$, $\bar{B}$, $\bar{M}_u$ şi $\bar{N}_u$ care sînt tipărite pe aceeaşi pagină, respectivele matrici definind ecuaţiile de stare şi măsură. Avînd în vedere că se apelează subprogramul MRINV de inversare a matricilor, în caz de imposibilitate de calcul se tipăreşte un mesaj de eroare şi se întrerupe execuţia programului.

Pe aceeaşi pagină se tipăresc coeficienţii numitorului funcţiei de transfer, calculaţi printr-o metodă specială ce implică calcule de determinanţi şi aplicarea subprogramului GAUSS (imposibilitatea de calcul este arătată printr-un mesaj de eroare şi se suspendă execuţia). Aceşti coeficienţi sînt aceeaşi pentru toate funcţiile de transfer ce derivă din starea iniţială a maşinii.

Se citeşte apoi o cartelă care indică numărul dorit de perturbaţii KANT, maximum 8 (Δe_s, Δf_a, Δm_s, Δe_s şi Δf_a, condiţia $U/f = K$ şi comanda prin tensiune), Δe_s şi Δf_a (condiţia $U/f = K$ şi comanda prin frecvenţă), $\Delta \varphi_s$, $\Delta e'_r$, $\Delta \varphi_r$ (φ = faza) şi valorile acestor perturbaţii.

Se citesc apoi un număr de KANT cartele pe care sînt trecute perturbaţia (codificat de la 1 la 8), numărul de răspunsuri dorite pentru acea perturbaţie, maximum 11 ($\Delta \omega_r$ direct valoarea pentru maşina reală), Δm_e, Δi_s, $\Delta i'_r$, Δp_s, Δp_r, Δu_s, $\Delta u'_r$ Δi_{sRe}, $\Delta i'_{rRe}$, $\Delta \lambda_m$ (fluxul în întrefier) şi numerele de cod ale răspunsurilor dorite (de la 1 la 11).

După citirea unei astfel de cartele se calculează matricea $\bar{B}_t$, corespunzătoare perturbaţiei şi matricile $\bar{M}_y$, şi $\bar{N}_y$, corespunzătoare răspunsului. Pe o pagină nouă la imprimantă vor apărea mărimea perturbatoare, matricea $\bar{B}_t$, răspunsul dorit, matricile $\bar{M}_y$ şi $\bar{N}_y$. Cazurile de imposibilitate de calcul a răspunsului din cauza nedeterminărilor la calculul defazajelor iniţiale sînt sesizate prin mesaje de eroare şi se trece la calculul funcţiei următoare.

Se tipăresc apoi valorile coeficienţilor numărătorului şi ai termenului liber ale funcţiei de transfer.

O dată pentru întreg programul se calculează polii funcţiei de transfer, cu subprogramul NEWRA, apelat practic de maximum 42 ori şi în condiţii de criterii de convergenţă şi modificări de coeficienţi diferiţi astfel încît să nu se mai producă erori 108 sau să se poată afla toate rădăcinile în condiţii de maximă precizie. Imposibilitatea este arătată printr-un mesaj de eroare ce indică şi cauzele şi se renunţă la calculul răspunsului în timp pentru toate funcţiile de transfer (la tipărire toate rădăcinile au valoarea 1111111 E + 11). Aceeaşi metodă se aplică şi pentru aflarea zerourilor funcţiei de transfer, cazul de imposibilitate de calcul neafectînd desfăşurarea ulterioară a programului. Prin analiza funcţiei de transfer se descoperă cazurile în care mărimea de ieşire este invariantă şi se renunţă la calculul răspunsului în timp, prin emiterea unui mesaj.

Într-un tabel centralizator se tipăresc coeficienţii funcţiei de transfer, polii şi zerourile.

Subprogramul LAPIN caută funcţia de ieşire în timp, imposibilitatea de rezolvare fiind semnalată prin mesaje tipărite de subrutină care arată defectul şi de către programul principal care arată că se renunţă la calculul răspunsului în timp. Subprogramul SRAPIT scrie pe aceeaşi pagină forma analitică a răspunsului tranzitoriu.

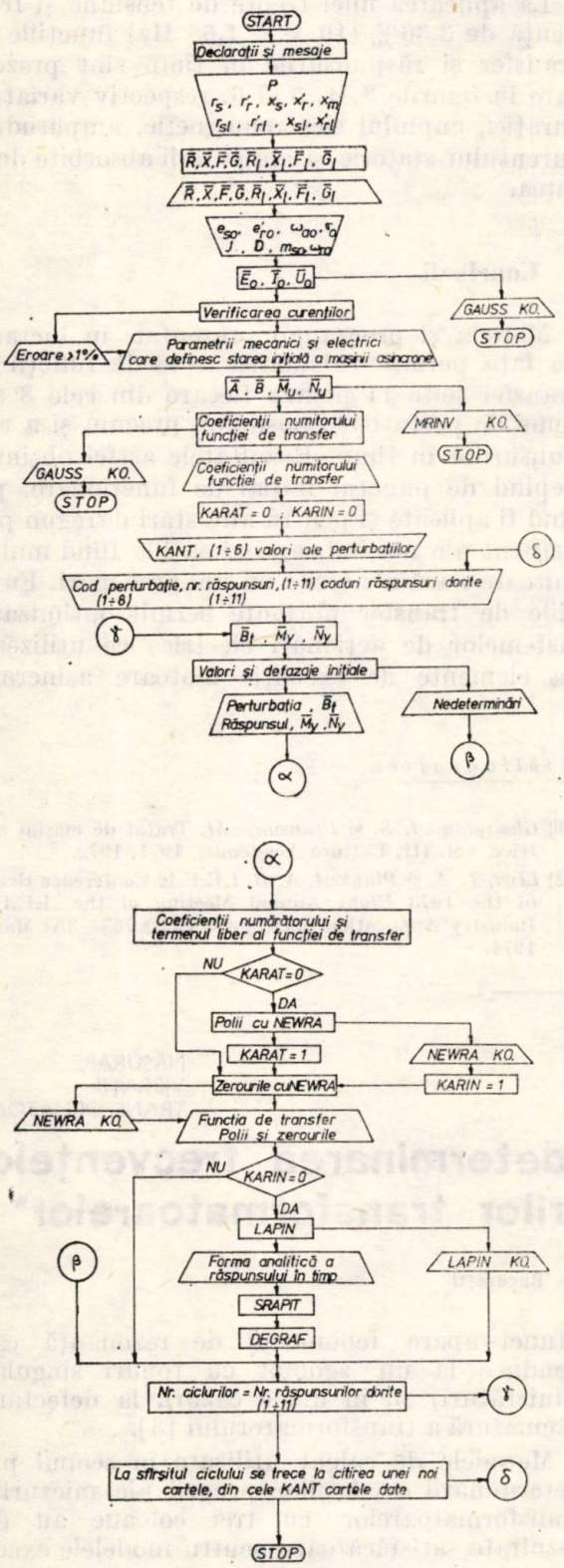


Fig. 2

Pe pagina următoare, subprogramul DEGRAF tabelează funcția și cîștigul de regim permanent SSG, iar dacă descoperă din analiza funcției că graficul este de tip dreaptă, proces neamortizat, scrie mesajul respectiv.

A treia pagină cuprinde graficul, în condițiile arătate la descrierea subprogramului DEGRAF.

Se calculează apoi celelalte răspunsuri cerute pe cartela citită, după care se trece la cartela următoare și așa mai departe.

Toate calculele se fac în dublă precizie pentru a se evita propagarea erorilor, atenție mare fiind acordată comparării diverselor numere, din cauza variației zecimalelor celor mai puțin semnificative.

Organigrama programului este prezentată în figura 2.

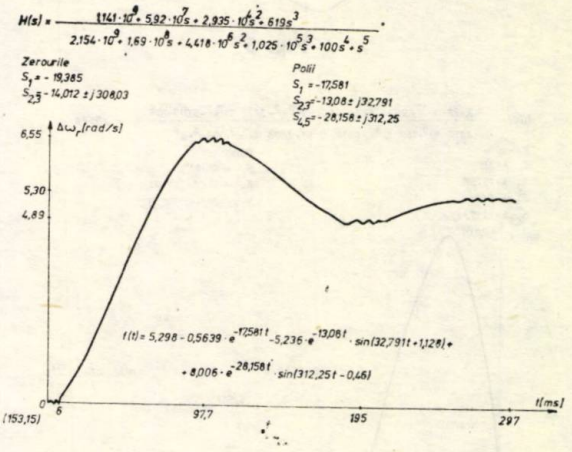


Fig. 3

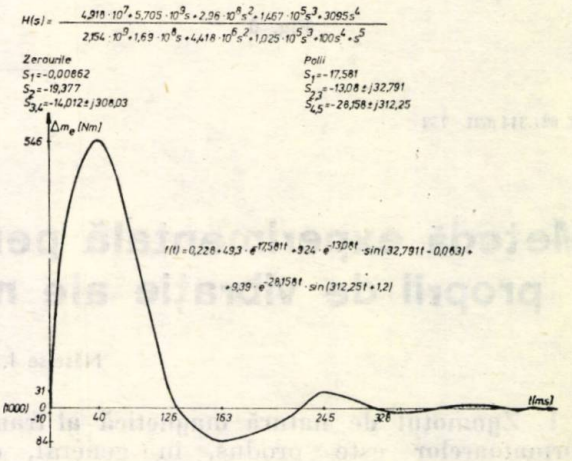


Fig. 4

3. Rezultate obținute

Ca un exemplu de aplicare a metodiei prezentate și de verificare a rezultatelor s-a dedus pe baza datelor inițiale ale unei mașini de 150 kW cu rotor în scurtcircuit, 380 V, 1 500 rot/min, 50 Hz, $r_s = 0{,}21\ \Omega$, $x_s = 4{,}207\ \Omega$, $r'_r = 0{,}017\ \Omega$ $x'_r = 4{,}316\ \Omega$, $x_m = 4{,}14\ \Omega$, $J = 5\ \text{kgm}^2$, $D = 0$, $\omega_{a0} = \omega_b = 314{,}16$ rad/sec, punctul de funcționare fiind definit de un cuplu de sarcină nominal $\omega_{r0} = 360$ rad/s și de o tensiune de alimentare de la un sistem de putere infinită de 210 V/fază [2].

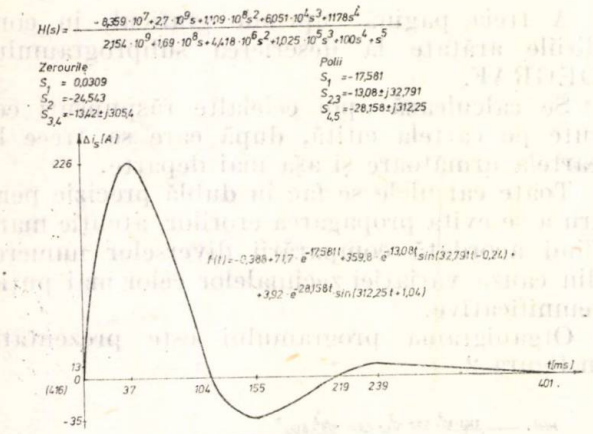


Fig. 5

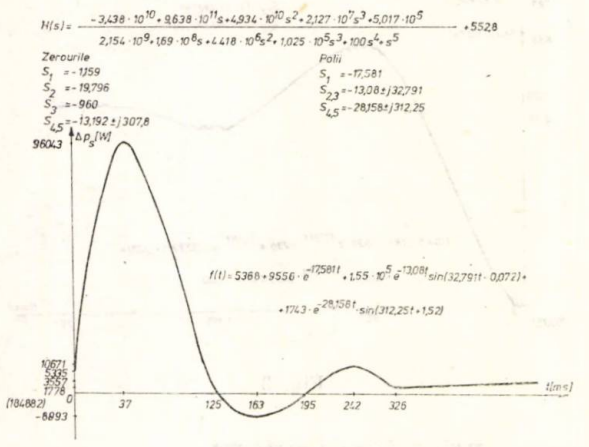


Fig. 6

La aplicarea unei trepte de tensiune şi frecvenţă de 3,36% (10 V şi 1,68 Hz) funcţiile de transfer şi răspunsurile în timp sînt prezentate în figurile 3, 4, 5 şi 6, respectiv variaţiile turaţiei, cuplului electromagnetic, amplitudinii curentului statoric şi ale puterii absorbite de la reţea.

4. Concluzii

Metoda şi programul prezentat în lucrarea de faţă permit calcularea a 88 de funcţii de transfer (cîte 11 pentru fiecare din cele 8 sisteme de perturbaţii posibile), precum şi a răspunsurilor în timp. Rezultatele astfel obţinute depind de punctul iniţial de funcţionare, putînd fi aplicate şi pentru alte stări de regim permanent ale maşinii, aproximaţiile fiind mulţumitoare dacă abaterile nu sînt prea mari. Funcţiile de transfer obţinute permit optimizarea sistemelor de acţionări electrice ce utilizează ca elemente de execuţie motoare asincrone.

Bibliografie

[1] *Gheorghiu, I. S.* şi *Fransua, Al.* Tratat de maşini electrice, vol. **III**, Editura Academiei, 1971, 1972.

[2] *Lipo, T. A.* şi *Plunkert, A. B.* I.E.E.E. Conference Record of the 1973 Eight Annual Meeting of the I.E.E.E. Industry Application Society (73 CHO 763—3A) March, 1974.

CZ 621.314:621—752

MĂSURARE
VIBRAŢII
TRANSFORMATOARE

Metodă experimentală pentru determinarea frecvenţelor proprii de vibraţie ale miezurilor transformatoarelor*

Năstase I. Bichir** — Bucureşti

1. Zgomotul de natură magnetică al transformatoarelor este produs, în general, de oscilaţiile miezului magnetic, oscilaţii datorate deformărilor magnetostrictive ale jugurilor şi coloanelor [1, 2]. Frecvenţele acestor oscilaţii corespund forţelor de excitaţie şi sînt de forma $2\nu f$, adică multipli ai dublului frecvenţei tensiunii de alimentare a transformatoarelor. Dacă frecvenţa proprie de oscilaţie a unui miez coincide cu una din frecvenţele de excitaţie, atunci apare fenomenul de rezonanţă care conduce la un zgomot cu tonuri singulare (fluierături) şi, în unele cazuri, la defectarea prematură a transformatorului [3].

Metodele de calcul utilizate în scopul predeterminării oscilaţiilor proprii ale miezurilor transformatoarelor cu trei coloane au dat rezultate satisfăcătoare pentru modelele executate din bare lungi de fier profilat. Dar, pentru transformatoarele reale, cu miezuri formate din tole, rezultatele nu au fost pe măsura aşteptărilor [4].

2. Metoda de determinare a frecvenţelor proprii şi a modurilor de vibraţie, cînd excitaţia se face mecanic, se rezumă la aplicarea în

* Lucrare prezentată la a XII-a Sesiune jubiliară de comunicări tehnico-ştiinţifice, ICPE, noiembrie 1976.

** Dr. ing. *Bichir, N. I.* este conferenţiar la Institutul politehnic-Bucureşti, Catedra de maşini electrice.

anumite puncte a unor forţe de amplitudine constantă şi pulsaţie variabilă, şi măsurarea amplitudinilor vibraţiilor în lungul jugurilor şi coloanelor. În apropierea frecvenţelor proprii de oscilaţie, amplitudinile vibraţiilor cresc foarte mult, făcîndu-şi apariţia fenomenul de rezonanţă.

În lipsa unei astfel de instalaţii în întreprinderile constructoare de transformatoare se propune o metodă simplă şi, în acelaşi timp sigură, pentru determinarea frecvenţelor proprii şi a modurilor de vibraţie ale miezurilor transformatoarelor.

Principiul metodei este acelaşi ca la metoda mecanică, numai că oscilaţiile miezului sînt produse în acest caz, ca şi la transformatorul în funcţiune, de forţele datorate magnetostricţiunii care sînt uniform repartizate [4]. După cum se ştie, la acelaşi circuit magnetic, alungirile magnetostrictive medii şi, în consecinţă, forţele echivalente, depind numai de inducţie. În acest caz, menţinerea constantă a amplitudinii forţei de excitaţie se reduce la menţinerea constantă a inducţiei, cînd frecvenţa variază [1, 4].

Menţinerea constantă a inducţiei se face păstrînd acelaşi raport între tensiunea electromotoare şi frecvenţă. Tensiunea electromotoare se poate aproxima mai exact, folosind o înfăşurare auxiliară *PQ* (fig. 1), cu cîteva spire, şi conectată la un voltmetru. În toate cazurile se are în vedere tensiunea maximă posibilă cu care se face încercarea. Experimentările se fac într-o primă etapă pe miezul fără înfăşurări,

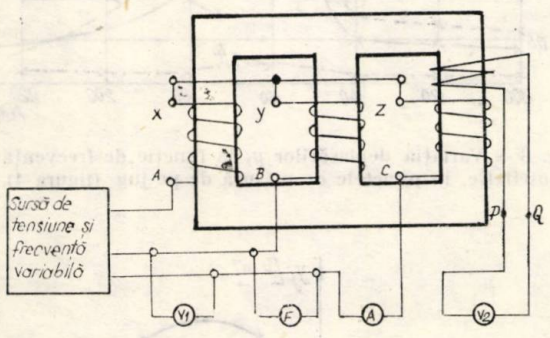


Fig. 1 — Schema electrică de excitare a oscilaţiilor miezului supus la probe.

pentru determinarea primei frecvenţe de rezonanţă a acestuia şi a modului de vibraţie corespunzător, apoi, în etapa a doua, se verifică numai influenţa pe care o au bobinele montate asupra frecvenţelor proprii.

În cazul miezului fără bobine montate, spirele provizorii de magnetizare se pot aşeza în aşa fel încît să permită plasarea vizibilă a traductoarelor de vibraţie în lungul fiecărei jumătăţi de coloană, şi, totodată, să se poată creşte tensiunea la valoarea dorită, fără a exista pericolul de străpungere. Acest lucru a permis ca la miezurile transformatoarelor, la care joasa tensiune era sub 1 000 V, să se lucreze cu inducţia din regimul normal de lucru, plecîndu-se de la tensiunea nominală şi frecvenţa de 50 Hz. Traductoarele folosite nu trebuie să fie influenţate de cîmpurile magnetice în care se găsesc.

În cazul transformatoarelor mari şi foarte mari, la care cea mai joasă tensiune nominală face parte din trepte de tensiune mai ridicată de 6 kV, creşterea tensiunii este limitată şi la înfăşurarea provizorie şi nu se mai poate pleca totdeauna de la inducţia de lucru, ci de la tensiunea maximă posibilă şi o frecvenţă cuprinsă între 100—200 Hz, care corespunde la o frecvenţă a forţelor magnetostrictive cuprinsă între 200—400 Hz; apoi, se coboară tensiunea şi frecvenţa în acelaşi raport, pînă se ajunge la rezonanţă, cînd amplitudinea vibraţiilor are valoarea maximă. Frecvenţa de rezonanţă se măsoară indirect, măsurînd frecvenţa tensiunii de alimentare.

Dacă inducţia în coloană nu a fost de cel puţin jumătate din valoarea ei nominală şi amplitudinile vibraţiilor nu prezintă un maxim clar, pentru creşterea preciziei măsurătorilor şi trasarea modului de vibraţie se reiau încercările, dacă se poate obţine o inducţie mai mare, corespunzătoare raportului dintre tensiunea maximă admisă şi frecvenţa de rezonanţă găsită la încercarea preliminară.

În practică, s-au întîlnit şi cazuri cînd în apropierea frecvenţei de rezonanţă, amplitudinile vibraţiilor cresc foarte mult şi nu pot fi măsurate. În aceste situaţii se urmăreşte localizarea zonei frecvenţei de rezonanţă, pornind odată de la frecvenţe mai joase şi a doua oară de la frecvenţe mai ridicate, măsurînd amplitudinile corespunzătoare şi determinînd grafic frecvenţa de rezonanţă.

La determinarea frecvenţei de rezonanţă, se recomandă utilizarea a două traductoare, unul pe coloană şi altul pe jug, deoarece la transformatoarele cu îmbinări la 45° apar două frecvenţe de rezonanţă.

Modul de vibraţie se determină plasînd traductoarele de vibraţie în lungul jugurilor superioare şi al fiecărei jumătăţi de coloană (din motive de simetrie), în aşa fel încît să măsoare vibraţiile produse în planul tolelor.

Modul de vibraţie se ridică, pentru frecvenţa nominală sau o frecvenţă din apropierea frecvenţei de rezonanţă, dacă în primul caz amplitudinile sînt prea mici.

În cazul miezurilor înalte, cu coloane lungi, pentru a nu se trece la un mod de vibraţie de ordin superior, în timpul probelor se va modifica poziţia traductoarelor, pentru identificarea eventualelor noduri.

Modul de vibraţie, păstrîndu-şi forma şi după montarea bobinelor transformatorului,

rămîne să se mai determine numai eventualele abateri ale frecvenței proprii, datorită maselor adiționale.

Verificarea abaterii frecvenței se face măsurînd vibrațiile într-un punct accesibil de pe miezul transformatorului cu bobinele montate, cînd tensiunea variază de la valoarea sa maximă admisă, iar frecvența de la valoarea sa de rezonanță, găsită la miezul fără bobine și păstrînd, bineînțeles, inducția constantă (se va avea grijă ca traductorul de vibrații să nu se plaseze pe noduri ale modurilor de vibrație). În acest caz, chiar dacă inducția, respectiv forțele de excitație, sînt mici și oscilațiile forțate nu pot fi măsurate, la rezonanță ele devin destul de mari pentru a fi sesizate cu aparatele de măsură.

În cazul seriilor noi de transformatoare, determinările oscilațiilor proprii ale miezurilor cu sau fără înfășurări, se vor face pe prototipuri și, în baza rezultatelor obținute, se hotărăște în ce măsură sînt sau nu necesare modificări în construcția transformatoarelor.

În cazul unicatelor, cunoașterea frecvențelor proprii de oscilație este, de asemenea, utilă, pentru a se ști dacă zgomotul transformatorului este natural sau a intervenit rezonanța și în acest caz se impun măsurile necesare de atenuare a zgomotului.

3. Pentru exemplificarea metodei, în figurile 2 și 3, sînt date unele rezultate ale măsurătorilor efectuate pe miezul unui transformator de 250 kVA, 20/0,4 kV. Aceste rezultate sînt reprezentative pentru întreaga serie de transformatoare cu puteri pînă la 1 600 kVA și care au miezurile din tablă laminată, la rece, cu îmbinările între coloane și juguri la 45° [4, 5].

Miezul a fost prevăzut cu o înfășurare provizorie formată din 34 spire pe coloană și o secțiune a conductoarelor corespunzătoare curentului la mers în gol. Înfășurarea auxiliară care se închide pe V_2 (fig. 1), a avut trei spire, iar frecvența s-a măsurat cu un frecvențmetru F, de tipul cu lamele. Traductoarele au avut poziția din figura 4 și au fost lipite cu o ceară specială.

La măsurătorile efectuate pe numeroase transformatoare, diferența dintre frecvențele de rezonanță ale jugurilor și coloanelor nu a depășit 20 Hz la niciunul dintre transformatoarele încercate. Diferențe mai mari s-au constatat la transformatoarele cu înfășurări de aluminiu, la care raportul între înălțimea coloanei și lățimea ferestrei era mai mare decît la cele cu înfășurări de cupru.

Rezultatele experimentale obținute, arată că la diferențe de aproape 20 Hz dintre frecvența de rezonanță a jugului și cea a coloanei nu se poate pune problema considerării îmbinărilor jug-coloană ca rigide. Totodată, forțele de frecare între tole la locurile de îmbinare sînt suficiente pentru a se exercita un cuplu de rotație și a asigura un nod pentru modul de vibrație a miezului, cum rezultă din valorile mici ale amplitudinilor vibrațiilor în punctele 4 și 5 din figura 4.

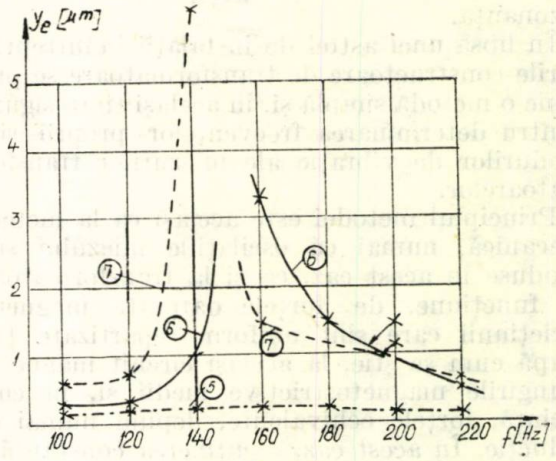


Fig. 2 — Variația deplasărilor y_e în funcție de frecvența de oscilație în cele trei puncte de măsură de pe coloană.

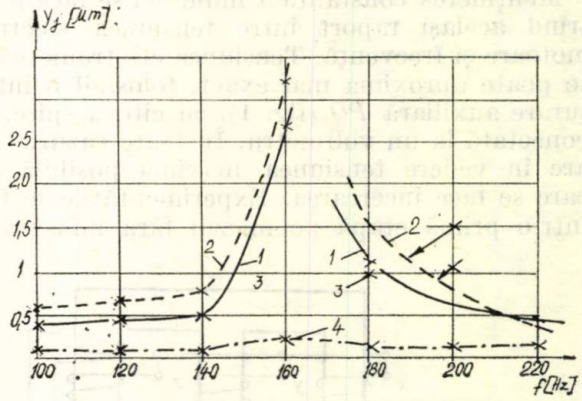


Fig. 3 — Variația deplasărilor y_j în funcție de frecvența de oscilație, în punctele de măsură de pe jug (figura 4).

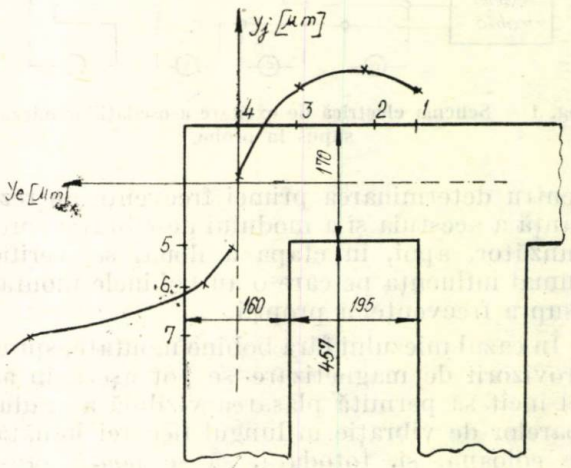


Fig. 4 — Variația deplasărilor oscilațiilor în lungul jugului și coloanei, pentru frecvența de oscilație $2f = 160$ Hz.

Variația presiunii de strîngere a jugurilor nu a avut o influență sesizabilă asupra frecvențelor de oscilație ale miezurilor transformatoarelor, pentru variații în jurul presiunilor normale; la presiuni sub limita inferioară de strîngere, apar vibrații ale tolelor, vibrații care nu permit menținerea preciziei măsurătorilor.

4. În concluzie, avînd în vedere că metodele analitice pentru determinarea frecvențelor proprii de vibrație nu dau încă rezultate satisfăcătoare, metoda experimentală propusă se impune pentru a putea stabili cu precizie în ce măsură, la miezurile transformatoarelor realizate, corespund frecvențele proprii cu cele de excitație și este influențat zgomotul produs.

Odată cu stăpînirea tuturor parametrilor de natură constructivă și tehnologică, care caracterizează partea decuvabilă, sau cînd se va trece la o nouă formă constructivă la care parametrii să poată fi determinați cu un grad de precizie mai mare, metodele de calcul pentru frecvențele proprii ale miezurilor vor putea fi incluse în cele de proiectare a transformatoarelor, iar metoda experimentală propusă va rămîne ca o metodă de control.

Bibliografie

[1] *Bichir, N.* Zgomotul transformatoarelor și modul de variație a lui în cadrul seriilor unitare. În : Electrotehnica **24**, nr. 1, 1976, p. 15—22

[2] *Lăzăroiu, D. F., Bichir, N.* Șum elektriceskih mașin i transformatorov. Moskva, Izd. Energhia, 1973.

[3] *Bichir, N.* Prelucrarea și interpretarea spectrelor zgomotului mașinilor și transformatoarelor electrice. În : Metrologia aplicată, **23**, 1976, nr 1, p 30—32.

[4] *Bichir, I. N.* Contribuții la studiul zgomotului transformatoarelor. Teză de doctorat, IPB, 1974.

[5] *Cricioloiu, El.* Determinarea nivelului de zgomot la transformatoare electrice. A III-a sesiune științifică I.P.C. — Electroputere și Universitate, Craiova, mai — iunie 1974.

CZ 621.3.015 :518.12

IMPULS DE TENSIUNE
REPARTIȚIE DE TENSIUNE
METODĂ DE CALCUL NUMERIC

Metoda de calcul a distribuției tensiunii de impuls în transformatoare de putere, utilizînd calculatoare electronice

Ion Răducan* — Craiova

Introducere

Metodele clasice utilizate pentru calculul distribuției tensiunii de impuls în transformatoare de putere [1—4] au un domeniu de aplicabilitate relativ restrîns : transformatoare fără reglaj sub sarcină și înfășurări omogene. Alte lucrări mai recente [5], [7], [8], [10] deși extind domeniul de aplicabilitate a metodelor de calcul, totuși lasă o serie de cazuri practice neabordabile.

Metoda care se expune în această lucrare este mai generală decît cele cunoscute și cu ajutorul ei se pot determina distribuția inițială, distribuția în timp într-un punct oarecare de pe înălțimea înfășurării și distribuția maximelor tensiunii de impuls, în cazul aplicării undei de impuls standardizate 1/50 microsecunde sau al undei treaptă, pe o configurație de înfășurări care acoperă toate cazurile practice aplicate, pînă în prezent, în construcția de transformatoare din România.

În afară de generalizarea aplicării metodei la toate cazurile practice concrete, se face încă o generalizare, în sensul utilizării aceleași ecuații diferențiale matriceale atît în cazul luării în considerație a inductivităților mutuale sau a neglijării lor, cît și în cazul înfășurărilor cu intrarea în mijlocul înălțimii lor. În toate aceste cazuri diferă numai matricele de date inițiale.

O altă problemă care se analizează în lucrare este influența cantitativă a inductivităților mutuale asupra distribuției tensiunii de impuls, problemă care în literatura de specialitate este amintită calitativ fără prea multe amănunte cantitative.

1. Ipoteze de calcul adoptate

a. Sînt luate în considerație s înfășurări în fereastră, ca în figura 1. Pentru simplificarea schemei echivalente, în figura 2 se consideră $s = 3$, adică o înfășurare de joasă tensiune, o înfășurare de înaltă tensiune și una de reglaj (sau o înfășurare terțiară, una serie și alta paralel, ultimele două conectate galvanic, în cazul unui autotransformator). În schema din figura 2 sînt adoptate următoarele notații : $C_{0,1}$; $C_{1,2}$; ... $C_{i,j}$; ... capacitățile dintre înfășurări și cele dintre înfășurări și masă ; $K_{0,1}$;

* Ing. *Răducan, I.* lucrează la Institutul de cercetări și proiectări Electroputere — Craiova.

$K_{1,4}$; ... ; $K_{n-3,n}$; ... — capacitățile echivalente ale elementelor înfășurării; $L1$; $L2$; ... ... ; L_n — inductivitățile proprii ale elementelor de calcul; M i, j $(i \neq j)$ — inductivitățile mutuale între elementele i și j; i_i — valoarea instantanee a intensității curentului care intră în nodul i.

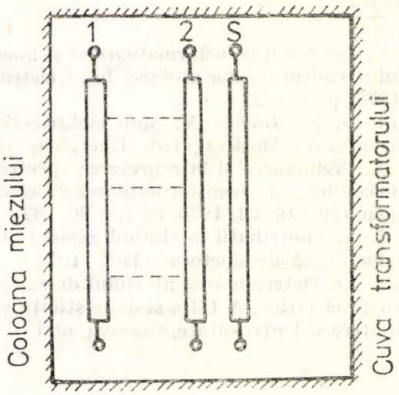


Fig. 1. Așezarea pe coloană a s bobine concentrice ale unui transformator.

Cu această ipoteză, metoda se poate aplica deopotrivă autotransformatoarelor, transformatoarelor cu reglaj sub sarcină și altor transformatoare cu o configurație relativ complicată a bobinelor.

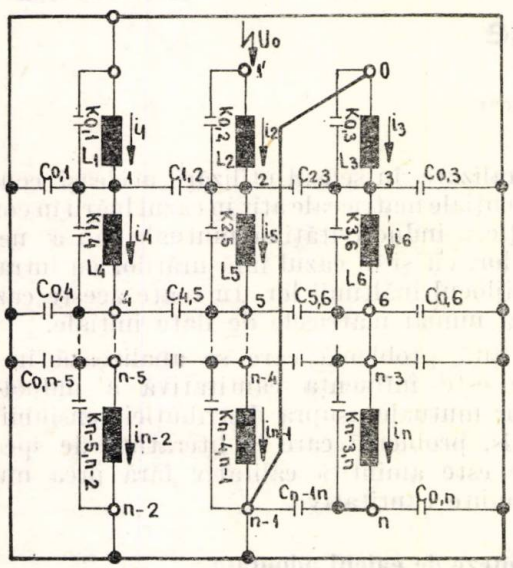


Fig. 2. Schema echivalentă cu parametrii concentrați a unui transformator cu două înfășurări și reglaj sub sarcină sau a unui autotransformator.

$$[i] = \begin{vmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ i_n \end{vmatrix}$$ — matricea coloană a curenților;

$$[u] = \begin{vmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ u_n \end{vmatrix}$$ — matricea coloană a potențialelor nodurilor rețelei;

U_0 — potențialul punctului „1" care este de fapt unda aplicată;

b. În cadrul metodei, pot fi luate în considerație toate cuplajele capacitive posibile. În exemplele practice care se dau în continuare, se neglijează însă orice cuplaje capacitive, altele decît cele prevăzute în schema echivalentă din figura 2. Avînd în vedere că valorile capacităților dintre elementele neadiacente au influență neglijabilă asupra rezultatelor obținute, ipoteza, în această a doua formă, este acceptabilă. Luarea în considerație a tuturor cuplajelor capacitive nu afectează metoda în sine, ci numai volumul de calcul al datelor inițiale.

c. Se neglijează rezistențele elementelor de calcul.

d. Înfășurările sînt considerate neomogene, deci, au aplicabilitate la un domeniu lărgit de cazuri concrete.

2. Sistemul de ecuații

Aplicînd teoremele lui Kirchhoff, cu includerea cuplajelor electromagnetice se ajunge la două sisteme de ecuații care se scriu matriceal sub forma următoare:

$$[B_n] \cdot [i] = [A_n] \cdot \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[u] - K_{1',2} \cdot \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} U_0 \cdot [\mathcal{E}_n], \tag{1}$$

$$-[B_n]^* \cdot [u] = [L_n] \cdot \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[i] - U_0 \cdot [\mathcal{E}_n]. \tag{2}$$

În aceste ecuații s-au folosit următoarele notații:

$$[B_n] = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \ldots 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 \ldots 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 \ldots 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \ldots \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \ldots \cdot \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \ldots 0 \end{vmatrix}$$ - matrice pătrată de ordinul n;

$$[\mathcal{E}n] = \begin{vmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ . \\ . \\ 0 \end{vmatrix}$$ -matrice coloană în care al doilea element este 1 iar celelalte nule;

$[B_n]^*$ — este transpusa matricei $[B_n]$ de mai sus;

$$[An] = \begin{bmatrix} a_{1,1} & a_{1,2} & 0 & a_{1,4} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_{2,1} & a_{2,2} & a_{2,3} & 0 & a_{2,5} & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & & & \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & & & \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot & & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & a_{n,n-3} & 0 & a_{n,n-1} & a_n \end{bmatrix}$$

— matricea pătrată de ordin „n" a capacităţilor în care $a_{i,i}$, reprezintă suma capacităţilor (cu semnul plus) conectate la un nod iar $a_{i,j}$ este capacitatea cu semn minus dintre două noduri vecine;

$$[L_n] = \begin{bmatrix} L_1 & M_{1,2} & M_{1,3} & \dots & M_{1,n} \\ M_{2,1} & L_2 & M_{2,3} & \dots & M_{2,n} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ M_{n,1} & M_{n,2} & M_{n,3} & \dots & L_n \end{bmatrix}$$

— matricea inductivităţilor. În cazul neglijării inductivităţilor mutuale rămîn doar elementele de pe diagonală, celelalte devenind nule.

Cele două ecuaţii matriceale (1) şi (2) se transformă în continuare, ajungîndu-se la o singură ecuaţie matriceală de forma:

$$\frac{d^2}{dt^2}[u] = -[An]^{-1}\cdot[Bn]\cdot[Ln]^{-1}\cdot[Bn]^*[u] + [An]^{-1}\cdot[Bn]\cdot[Ln]^{-1}\cdot[\mathcal{S}n]\cdot U_0 + k_{1',2}\cdot[An]^{-1}\cdot[\mathcal{S}n]\cdot\frac{d^2}{dt^2}U_0. \quad (3)$$

În ecuaţia (3) termenul $k_{1',2}\cdot[An]^{-1}\cdot[\mathcal{S}n]$ reprezintă însăşi distribuţia iniţială (capacitivă) a tensiunii de impuls care este calculată şi tipărită la imprimanta calculatorului înaintea efectuării celorlalte calcule.

Problema care se pune în continuare este găsirea soluţiei ecuaţiei matriceale (3). Soluţia va consta în determinarea matricei coloană $[u]$, fiind date: matricele $[An]$, $[Bn]$, $Ln]$, $[\mathcal{S}n]$, relaţia pentru unda aplicată U_0 şi condiţiile iniţiale.

3. Rezultate stabilite în cazuri concrete

În cele ce urmează se expun rezultatele obţinute pentru un transformator de mare putere cu raport de transformare 242/15,75 kV şi pentru două forme de undă aplicată: unda treaptă şi unda plină 1/50 microsecunde.

3.1. Unda aplicată este treapta unitate:

$$U_0 = U_0(t) = \begin{cases} 0 \text{ pentru } t < 0 \\ 1 \text{ pentru } t \geqslant 0. \end{cases}$$

Datorită unor dificultăţi care apar datorită discontinuităţii undei la timpul $t = 0$, aceasta se aproximează cu relaţia:

$$U_0 = U_0(t) = \frac{1}{\pi}\operatorname{arc\,tg} mt + \frac{1}{2}, \quad (4)$$

a cărei reprezentare grafică pentru $m = 1$ şi $m = 10$ se vede în figura 3.

Pentru calculele care se efectuează în continuare s-a considerat o aproximare suficient de

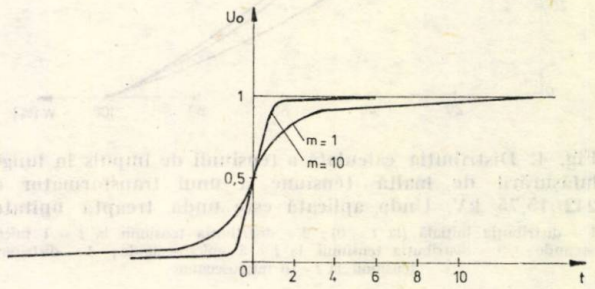


Fig. 3. Aproximarea undei treaptă unitate cu relaţia (4) pentru $m = 1$ şi respectiv $m = 10$.

bună pentru $m = 10$. Introducînd în (3) relaţia (4) pentru U_0 şi:

$$\frac{d^2}{dt^2}U_0 = -\frac{2}{\pi}\cdot\frac{m^3\cdot t}{[1+(mt)^2]^2}, \quad (5)$$

se obţine:

$$\frac{d^2}{dt^2}[u] = -[An]^{-1}\cdot[Bn]\cdot[Ln]^{-1}\cdot[Bn]^*[u] + [An]^{-1}\cdot[Bn]\cdot[Ln]^{-1}\cdot[\mathcal{S}n]\cdot\left(\frac{1}{\pi}\cdot\operatorname{arc\,tg} mt + \frac{1}{2}\right) - k_{1',2}\cdot[An]^{-1}\cdot[\mathcal{S}n]\cdot\frac{2}{\pi}\cdot\frac{m^3 t}{[1+(m t)^2]^2}. \quad (6)$$

Cu condiţiile iniţiale:

$$[u]_{t=0} = k_{1',2}\cdot[An]^{-1}\cdot[\mathcal{S}n], \quad (7)$$

$$\frac{d}{dt}[u]_{t=0} = k_{1',2}\cdot[An]^{-1}\cdot[\mathcal{S}n]\cdot\frac{m}{\pi}, \quad (8)$$

şi utilizînd metoda Runge — Kutta pentru rezolvarea sistemului de ecuaţii (6) se obţin,

pentru tansformatorul amintit mai sus, o serie de rezultate din care redăm mai jos cîteva.

În figura 4 este redată distribuţia iniţială şi distribuţia tensiunii de impuls în lungul înfă-

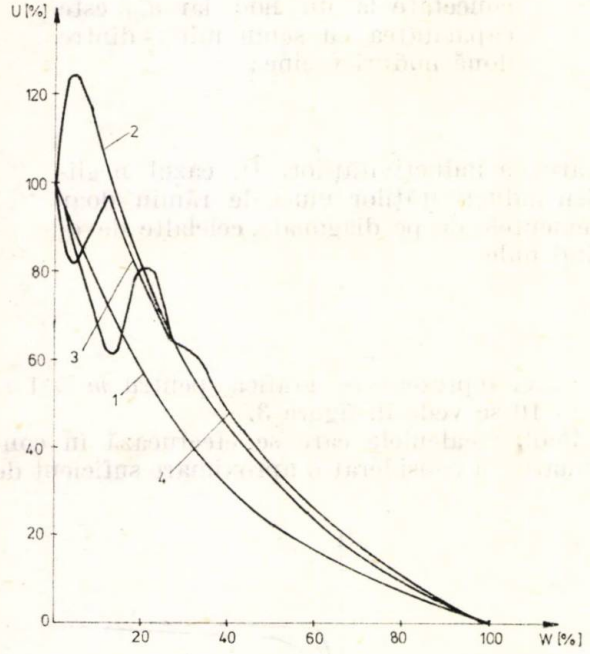


Fig. 4. Distribuţia calculată a tensiunii de impuls în lungul înfăşurării de înaltă tensiune a unui transformator de 242//15,75 kV. Unda aplicată este unda treaptă unitate:
1 – distribuţia iniţială (la $t = 0$); 2 – distribuţia tensiunii la $t = 1$ microsecunde; 3 – distribuţia tensiunii la $t = 5$ microsecunde; 4 – distribuţia tensiunii la $t = 10$ microsecunde.

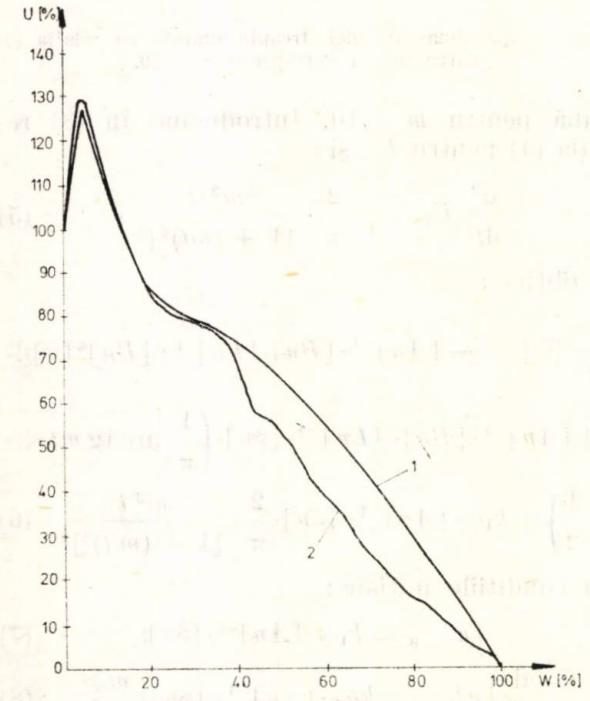


Fig. 5. Distribuţia calculată a maximelor tensiunii de impuls faţă de masă, în lungul înfăşurării de înaltă tensiune a unui transformator de 242/15,75 kV. Unda aplicată este unda treaptă unitate:
1 – inductivităţi mutuale neglijate; 2 – inductivităţi mutuale incluse.

şurării de înaltă tensiune a transformatorului analizat pentru diverse momente de la aplicarea undei treaptă, în cazul luării în consideraţie a inductivităţilor mutuale.

În figura 5 sînt redate distribuţiile maximelor tensiunii de impuls faţă de masă, în cazul luării în consideraţie şi al neglijării inductivităţilor mutuale.

Influenţa cantitativă a inductivităţilor mutuale merge de la circa 2%, cît este în cazul din figura 5, pînă la 12% în cazul unui transformator de 10 MVA—35/6,3 kV, analizat, de asemenea, cu metoda din această lucrare.

3.2. Unda aplicată este unda plină 1/50 microsecunde

Se aproximează unda plină cu relaţia:

$$U_0 = U_0(t) = C \cdot (e^{at} - e^{-bt}), \tag{9}$$

unde: $c = 1{,}0167$;

$$a = 0{,}01423;$$

$$b = 6{,}0691.$$

Introducînd în (3) expresia (9) pentru U_0 şi expresia:

$$\frac{\mathrm{d}^2}{\mathrm{d}t^2} U_0(t) = C(a^2 e^{at} - b^2 e^{-bt}), \tag{10}$$

se obţine ecuaţia:

$$\frac{\mathrm{d}^2}{\mathrm{d}t^2}[u] = -[An]^{-1} \cdot [Bn] \cdot [Ln]^{-1} \cdot [Bn]^* \cdot [u] +$$

$$+ [An]^{-1} \cdot [Bn] \cdot [Ln]^{-1} \cdot [\mathcal{S}n] \cdot C \cdot (e^{-at} - e^{-bt}) +$$

$$+ k_{1',2} \cdot [An]^{-1} \cdot [\mathcal{S}n] \cdot C \cdot (a^2 e^{at} - b^2 e^{-bt}). \tag{11}$$

Cu condiţiile iniţiale:

$$[i]_{t=0} = 0; \quad [u]_{t=0} = 0; \quad \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}[u]_{t=0} =$$

$$= k_{1',2} \cdot [An]^{-1} \cdot [\mathcal{S}n] \cdot C \cdot (\beta - \alpha),$$

şi, aplicînd metoda Runge — Kutta pentru rezolvarea ecuaţiei matriceale (11), se obţin, ca şi în cazul undei treaptă, o serie de rezultate care se redau grafic în figurile 6 şi 7.

Din figura 7 se constată că pentru transformatorul analizat influenţa inductivităţilor mutuale constă în micşorarea solicitărilor izolaţiei dată de valorile maxime ale tensiunii de impuls cu pînă la 25%.

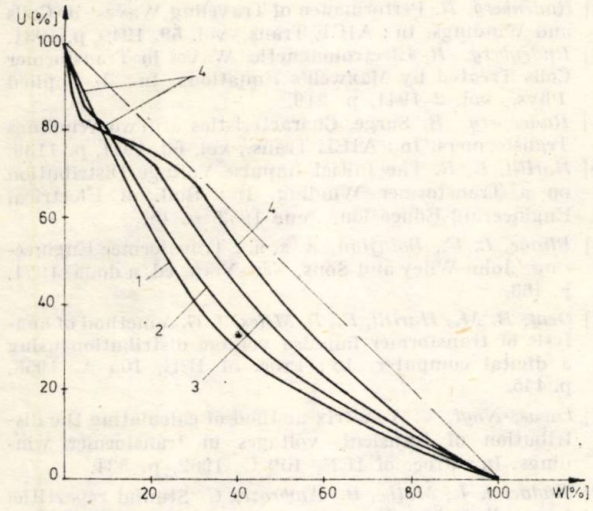


Fig. 6. Distribuţia calculată a tensiunii de impuls faţă de masă în lungul înfăşurării unui transformator de 242/15,75 kV, undă 1/50 microsecunde şi inductivităţi mutuale incluse:

1 – distribuţia tensiunii la 1 microsecundă; 2 – distribuţia tensiunii la 10 microsecunde; 3 – distribuţia tensiunii la 15 microsecunde; 4 – distribuţia maximelor tensiunii faţă de masă.

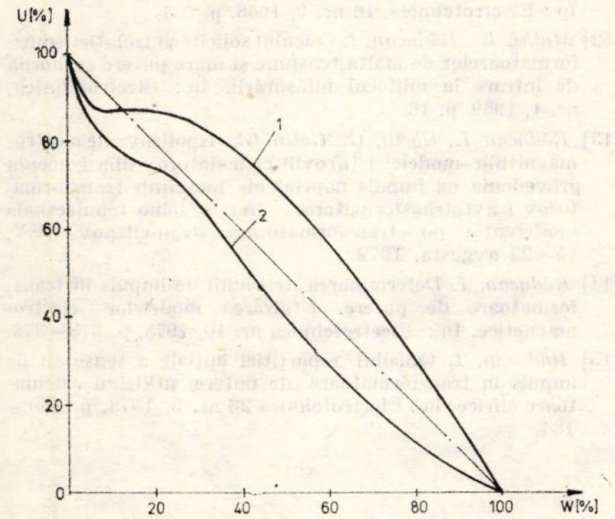


Fig. 7. Distribuţia calculată a maximelor tensiunii de impuls faţă de masă în lungul înfăşurării de înaltă tensiune a unui transformator de 242/15,75 kV. Unda aplicată 1/50 microsecunde:

1 – inductivităţi mutuale neglijate; 2 – inductivităţi mutuale incluse.

4. Comparaţia rezultatelor analitice cu cele experimentale

Experimentări pentru verificarea metodei au fost făcute pe transformatoare originale şi pe modele electromagnetice (combinate). În cele ce urmează se redau aceste comparaţii pentru un autotransformator de 400/231 kV.

În figura 8 se face o astfel de comparaţie pentru distribuţia iniţială a tensiunii de impuls iar în figura 9 pentru distribuţia maximelor tensiunii de impuls faţă de masă.

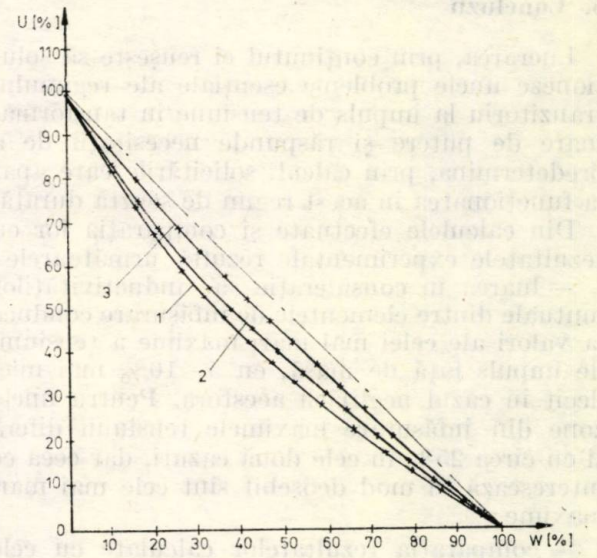


Fig. 8. Repartiţia iniţială a tensiunii de impuls în lungul înfăşurării de înaltă tensiune a unui autotransformator de 400/231 kV:

1 – valori calculate (undă treaptă); 2 – valori măsurate pe model (unda 0,35/56 microsecunde); 3 – valori măsurate pe original (unda 0,38/62,5 microsecunde).

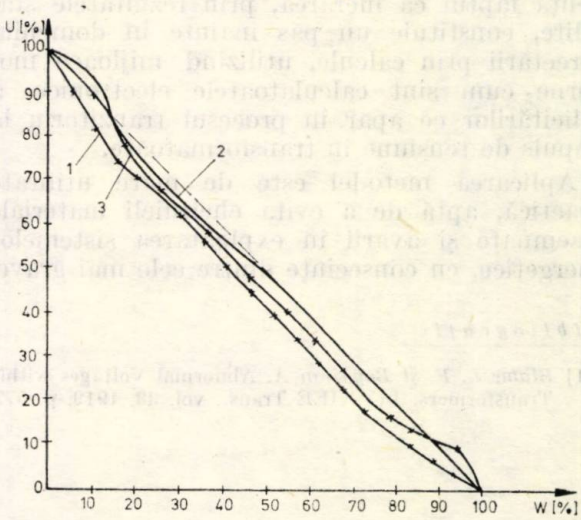


Fig. 9. Distribuţia maximelor tensiunii de impuls faţă de masă în lungul înfăşurării de înaltă tensiune a unui autotransformator de 400/231 kV:

1 – valori calculate (unda 1/50 microsecunde); 2 – valori măsurate pe model (unda 1,08/66 microsecunde); 3 – valori măsurate pe original (unda 1,193/66,6 microsecunde).

În ambele cazuri există o concordanţă suficient de bună între valorile calculate şi cele măsurate pe original şi pe model.

În cazul distribuţiei iniţiale diferenţele existente se explică prin imposibilitatea obţinerii undei treaptă cu generatorul de impulsuri repetate, utilizat la măsurători, iar în cazul maximelor tensiunii de impuls faţă de masă, diferenţele existente se explică prin erorile care apar la calculul inductivităţilor proprii şi mutuale.

5. Concluzii

Lucrarea, prin conținutul ei reușește să soluționeze unele probleme esențiale ale regimului tranzitoriu la impuls de tensiune în tansformatoare de putere și răspunde necesității de a predetermina, prin calcul, solicitările care apar la funcționarea în acest regim de scurtă durată.

Din calculele efectuate și comparația lor cu rezultatele experimentale rezultă următoarele:

— luarea în considerație a inductivităților mutuale dintre elementele de înfășurare conduce la valori ale celei mai mari maxime a tensiunii de impuls față de masă, cu 5—10% mai mici decît în cazul neglijării acestora. Pentru unele zone din înfășurare maximele tensiunii diferă și cu circa 25% în cele două cazuri, dar ceea ce interesează în mod deosebit sînt cele mai mari maxime;

— comparația rezultatelor calculate cu cele obținute experimental conduce, în cazurile analizate, la diferențe mai mici de 10%, ceea ce facilitează aplicabilitatea în practică, cu suficientă precizie, a metodei de calcul tratată în lucrare.

Ca o concluzie finală se poate scoate în evidență faptul că lucrarea, prin rezultatele stabilite, constituie un pas înainte în domeniul cercetării prin calcule, utilizînd mijloace moderne cum sînt calculatoarele electronice, a solicitărilor ce apar în procesul tranzitoriu la impuls de tensiune în transformatoare.

Aplicarea metodei este de mare utilitate practică, aptă de a evita cheltuieli materiale însemnate și avarii în exploatarea sistemelor energetice, cu consecințe dintre cele mai grave.

Bibliografie

[1] *Blume L. F. și Boyajian A.* Abnormal Voltages within Transformers. In: AIEE Trans., vol. **38**, 1919, p. 577.

[2] *Rudenberg, R.* Performance of Traveling Waves in Coils and Windings. In: AIEE Trans., vol. **59**, 1940, p. 1031.

[3] *Rudenberg, R.* Electromagnetic Waves in Transformer Coils Treated by Maxwell's Equations. In: J. Applied Phys., vol. **2** 1941, p. 219.

[4] *Rudenberg, R.* Surge Characteristics of Two-Windings Transformers. In: AIEE Trans., vol. 60, 1941, p. 1136.

[5] *Hartill, E. R.* The Initial Impulse Voltage Distribution on a Transformer Winding. In: Bull. of Electrical Engineering Education, June 1953, p. 45.

[6] *Blume, L. F., Boiajian, A. ș. a.*: Transformer Engineering, John Wiley and Sons, New-York, ed. a doua, 1954, p. 463.

[7] *Dent, B. M., Hartill, E., R. Miles, J. G.* A method of analysis of transformer impulse voltage distribution using a digital computer. In: Proc. of IEE, 105 A, 1958, p. 445.

[8] *Lovass-Nagi, V.* A matrix method of calculating the distribution of transient voltages in transformer windings. In: Proc. of IEE, 109 C, 1962, p. 534.

[9] *Răducan, I., Mathe, B., Ambrozie, C.* Studiul repartiției tensiunii de impuls în transformatoare de 400 kV. În: lucrare prezentată la sesiunea de comunicări tehnico-științifice, Electroputere, 1967.

[10] *Preininger, G.* Die Berechung der Stosspannungsbeanspruchungen von Transformatoren mittels Digitalrechner. În: ELIN-Zeitschrift, 19, 1967, p. 103.

[11] *Mathe, B., Răducan, I.* Studiul repartiției tensiunii de impuls pe înfășurările serie paralel ale autotransformatoarelor cu borna de intrare la mijlocul înfășurării. În: Electrotehnica, **16** nr. 9, 1968, p. 351.

[12] *Mathe, B., Răducan, I.* Calculul solicitării izolației transformatoarelor de înaltă tensiune și mare putere cu borna de intrare la mijlocul înfășurării. În: Electrotehnica, nr. 1, 1969, p. 18.

[13] *Răducan I., Gaciu, C., Călin, Gh.* Ispolizovanie electromagnitnih modelei i țifrovih caliculatorov dlia izucenia provedenia na impuls napriajenia moșcinih transformatorov i avtotransformatorov. In: Naucino tehniceskaia konferența po transformatoram stran-cilenov SEV, 15—22 avgusta, 1972.

[14] *Răducan, I.* Determinarea tensiunii de impuls în transformatoare de putere. Utilizarea modelelor electromagnetice. In: Electrotehnica nr. 10, 1973, p. 373—378.

[15] *Răducan, I.* Calculul repartiției inițiale a tensiunii de impuls în transformatoare de putere, utilizînd calculatoare cifrice. În: Electrotehnica **23** nr. 5, 1973, p. 180—184.

CZ 621.314.5 :621.365

CONVERTOARE DE MEDIE FRECVENȚĂ
ÎNCĂLZIRE PRIN INDUCȚIE
TIRISTOARE

Convertoare de medie frecvență cu tiristoare și aplicarea lor pentru încălzirea prin inducție a sîrmelor și toroanelor

Dan Comșa, Virgil Maier, Mircea Chindriș* — Cluj—Napoca

1. Încălzirea prin inducție a sîrmelor și toroanelor

Încălzirea prin inducție se bazează pe pătrunderea energiei electrice într-un conductor masiv situat în cîmpul magnetic variabil în timp al unei bobine (inductor); încălzirea conductorului se produce prin efectul Joule-Lenz al curenților turbionari induși.

După cum se știe, curenții induși nu se repartizează uniform în secțiunea piesei de încălzit, densitatea de curent fiind maximă la suprafață și diminuîndu-se rapid pe măsură ce ne apropiem de ax. Pentru a da o imagine acestei variații a densității curentului s-a introdus noțiunea de *adîncime de pătrundere* δ ca o mărime caracteristică pătrunderii energiei electromagnetice în conductoare masive :

$$\delta = 503 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r \cdot f}}, \text{ m}, \qquad (1)$$

unde : ρ este rezistivitatea materialului, în Ωm ;

μ_r — permeabilitatea magnetică relativă ;

f — frecvența curentului de alimentare, în Hz.

Adîncimea de pătrundere este definită ca adîncimea la care densitatea de curent este 36,8% din cea existentă la suprafață ; în această zonă 86,5% din puterea activă care pătrunde pe unitatea de suprafață a piesei se transformă în căldură.

Din cele arătate, rezultă că nici căldura dezvoltată nu este repartizată uniform în secțiunea piesei. Cea mai mare parte a acestei călduri este produsă în zona suprafeței piesei, de unde o parte se transmite prin conducție spre interior, iar o altă parte se pierde la suprafață prin convecție și radiație. Conform relației (1), adîncimea de pătrundere este cu atît mai mică cu cît frecvența de lucru este mai mare. Deci, pentru a asigura o repartiție cît mai bună a căldurii în piesă, în vederea prelucrării ulterioare, frecvența de alimentare va depinde de materialul și dimensiunile piesei de încălzit.

Din dependența frecvență-diametrul piesei se poate concluziona că majoritatea instalațiilor de încălzire prin inducție, existente în practică, necesită alimentarea în medie frecvență.

Pentru a realiza o transmisie optimă a energiei de la bobina inductoare la semifabricat, este necesar să se asigure un anumit raport între diametrul acestuia din urmă și adîncimea de pătrundere. În cazul încălzirii în volum, rezultă că pentru asigurarea unui randament maxim, trebuie îndeplinită condiția [1] :

$$x = \frac{d}{\sqrt{2} \cdot \delta} = 2 \ldots 4{,}5, \qquad (2)$$

unde : d este diametrul piesei de încălzit, în m.

Din relațiile (1) și (2) se poate stabili, pentru caracteristici ale pieselor date, domeniul frecvențelor de lucru pentru care instalația de încălzire are maximum de randament. Expresia de calcul este :

$$f = \frac{(\sqrt{2} \cdot 503)^2 \cdot x^2 \cdot \rho}{\mu_r \cdot d^2}, \text{ Hz}. \qquad (3)$$

Relația (3) permite un calcul nomografic, justificat prin diversitatea situațiilor întîlnite practic la calculul instalațiilor de încălzire prin inducție. Astfel din nomograma prezentată în figura 1 se observă că ea permite :

a. determinarea domeniului frecvențelor de lucru, cînd se cunoaște semifabricatul ce urmează a fi încălzit (se dau ρ, μ_r și d) ;

b. determinarea gamei de dimensiuni ale sîrmelor ce pot fi încălzite cu un randament optim de o instalație alimentată de o sursă avînd frecvența f ;

c. modul în care trebuie să se modifice frecvența în timpul procesului de încălzire (ρ și μ_r variabile).

Nomograma a fost construită pentru materiale feromagnetice încălzite în mod curent,

* Dr. ing. *D. Comșa* este profesor la catedra de utilizări și automatică, Institutul politehnic Cluj-Napoca, ing. *V. Maier* este șef de lucrări, iar ing. *M. Chindriș* este asistent la același institut.

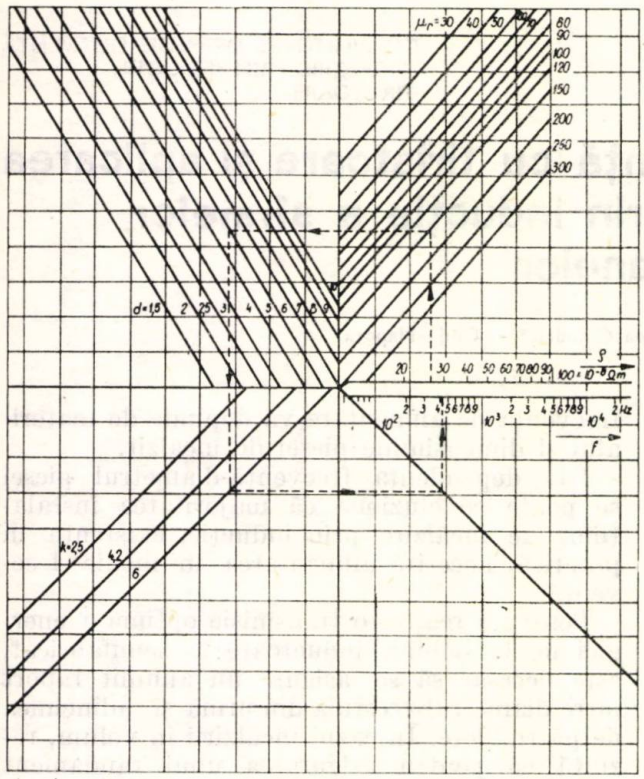


Fig. 1. Calculul nomografic al frecvenței de alimentare pentru instalații de încălzire prin inducție.

avînd rezistivități cuprinse în domeniul ($10 - 100 \times 10^{-8}$ Ωm) și permeabilități relative între 30 și 300.

Pe baza metodei prezentate, a fost proiectată o instalație de încălzire a sîrmelor și toroanelor în vederea supunerii lor la tratamentele termice de îmbătrînire. Datele obținute au impus utilizarea ca sursă de alimentare a unui convertor static, cu tiristoare, pe baza următoarelor considerații [2]:

a — domeniul relativ larg al diametrelor sîrmelor ce trebuie încălzite în același inductor și deci plaja largă a frecvențelor optime de alimentare;

b — puterea activă necesară, destul de redusă (24—40 kW), ceea ce ar fi dus la utilizarea sub capacitatea nominală a grupurilor convertizoare standard existente și, deci, la funcționarea cu un randament scăzut al acestora;

c — utilizarea unui convertizor rotativ ar fi necesitat cheltuieli suplimentare pentru realizarea fundațiilor și modificarea spațiului de producție în care se preconiza montarea instalației, spațiul existent nefiind suficient pentru instalarea convertizorului și a bateriei de condensatoare anexe.

2. Convertoare cu tiristoare pentru alimentarea instalațiilor de încălzire prin inducție

Așa cum s-a arătat, alimentarea instalațiilor de încălzire prin inducție necesită folosirea unei surse de curent de medie frecvență, care poate fi:

a — generator rotativ (ansamblu motor + + generator); acest tip de convertizor produce un curent a cărui frecvență este fixă;

b — convertor cu tiristoare; acest tip de convertor este în general comandat de sarcină (inductorul împreună cu condensatoarele de compensare) și frecvența sa variază cu impedanța acestora.

Convertoarele de medie frecvență cu tiristoare au apărut după anul 1950 și rezultatele obținute au fost foarte bune. Rapida dezvoltare a tehnicii semiconductoarelor și a electronicii de putere, au dus la mărirea continuă a domeniilor de aplicare și a performanțelor obținute de acestea. Ca urmare, ele s-au impus în fața convertizoarelor rotative, prezentînd următoarele avantaje esențiale [3]:

a. Randamentul este net superior celui realizat în instalațiile clasice ($0{,}91 < \eta < 0{,}97$) și aceasta este cu atît mai evident cu cît sarcina se reduce (figura 2). În practică se constată că funcționarea la sarcină nominală reprezintă numai aproximativ 60—80% din timpul total, astfel că prin folosirea convertoarelor cu tiristoare se obține o economie de energie care poate fi estimată la 12—20%.

b. Frecvența este variabilă și se modifică astfel încît condiția de rezonanță a sarcinii să fie verificată; se știe însă că inductivitatea L a sarcinii variază destul de mult în timpul procesului de încălzire. La convertizoarele rotative se utilizează, pentru a ține cont de variația lui L, o baterie de condensatoare avînd o parte de valoare fixă și o parte adițională care poate fi conectată în trepte prin intermediul unor contactoare. La convertoarele statice bateria adițională nu este necesară, frecvența fiind cea care se modifică astfel ca să respecte condiția impusă.

c. Convertoarele cu tiristoare au o mare fiabilitate. Convertizoarele rotative sînt astăzi bine

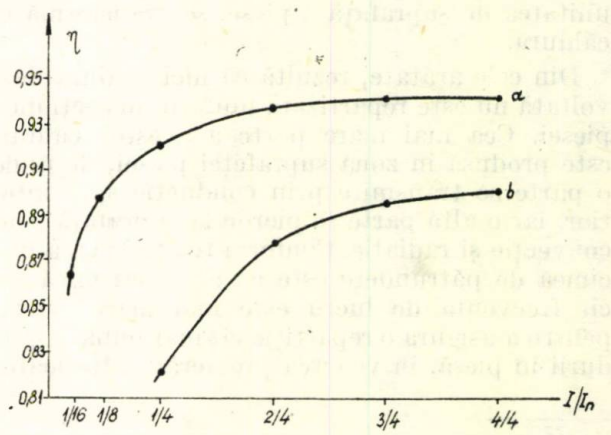


Fig. 2. Randamentul surselor de medie frecvență: a — randamentul convertoarelor statice; b — randamentul convertizoarelor rotative.

puse la punct dar construcția lor necesită întrefieruri foarte mici și lagăre care trebuie supravegheate continuu. Incidentele care pot să apară sînt rare, dar ele imobilizează instalația pentru o perioadă destul de lungă. În schimb instalațiile cu tiristoare sînt compuse din elemente interschimbabile, în cazul apariției unui defect fiind foarte ușor ca elementul avariat să se înlocuiască.

d. Convertoarele cu tiristoare sînt compacte și ușor de instalat deoarece ele nu necesită fundații speciale; funcționarea este silențioasă, nefiind necesare dispozitive de anulare a zgomotelor și vibrațiilor.

e. Uzura este redusă și întreținerea minimă, datorită lipsei pieselor în mișcare.

f. Prezintă greutate mică în raport cu puterea (5—10 kg/kW).

g. Puterea convertoarelor cu tiristoare nu este limitată, cele mai mari unități actuale atingînd valori de MW.

Convertoarele cu tiristcare au însă o serie de dezavantaje ca:

a — preț de cost încă destul de ridicat;

b — complexitatea instalației de comandă și protecție;

c — efecte secundare: armonici de curent, componente continue, consum de curent reactiv etc.

Principial, convertoarele cu tiristoare de medie frecvență sînt constituite dintr-un redresor și un invertor, legate între ele printr-un circuit intermediar de curent continuu (fig. 3).

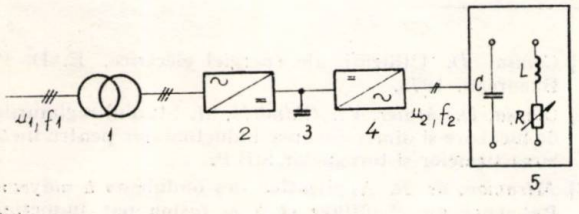


Fig. 3. Schema bloc a unui convertor static:

1 — transformator de alimentare; 2 — redresor; 3 — circuit intermediar de c.c.,4 — invertor; 5 — sarcină.

În cele ce urmează se face o analiză a invertoarelor, avînd în vedere faptul că restul elementelor sînt tratate pe larg în literatura de specialitate.

Invertoarele sînt mutatoare care transformă energia electrică de curent continuu în energie electrică de curent alternativ de o anumită frecvență, formă de undă și amplitudine. Alimentarea lor se face de la o sursă de tensiune sau curent continuu; în cazul convertoarelor sursa este constituită din redresor și circuitul intermediar de c.c.

Circuitele invertoare se clasifică după următoarele trei criterii [4]:

a — schema circuitului de forță;

b — modul de realizare a comutației;

c — felul comenzii.

Din punct de vedere al circuitului de forță, se pot realiza următoarele tipuri principale:

1. Invertor monofazat monoalternanță.
2. Invertor monofazat dublă alternanță.
3. Invertor bimonofazat (cu două circuite monofazate monoalternanță).
4. Invertor în punte monofazată.
5. Invertor trifazat monoalternanță.
6. Invertor trifazat în punte (dublă alternanță).

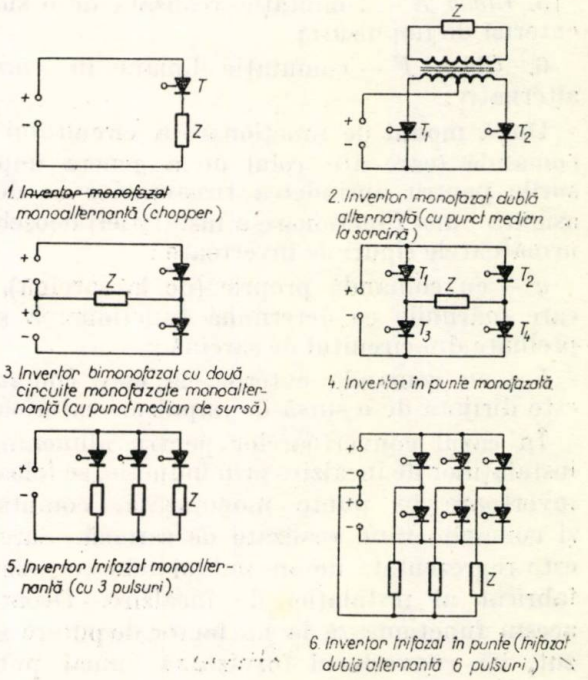


Fig. 4. Invertoare — circuitul de forță.

Schemele au fost prezentate în figura 4, omițîndu-se, pentru păstrarea clarității, circuitele de comandă și comutație.

Comutația tiristoarelor este, după cum se știe, operația care realizează trecerea acestora din stare de conducție în stare blocată. Conform acestui criteriu, invertoarele se clasifică în următoarele șase clase:

1. *Clasa A* — comutație proprie prin rezonanța sarcinii. Aceste invertoare sînt cele mai potrivite pentru utilizarea în medie frecvență prin avantajele pe care le prezintă: formă bună a undelor de tensiune și curent la ieșire, reglarea ușoară a puterii în circuitul de sarcină, posibilitatea de a lucra într-o gamă largă de sarcini reactive, valoarea relativ scăzută și constantă a tensiunii pe tiristor. Curentul prin tiristor (și sarcină) este aproape sinusoidal și panta de creștere di/dt relativ mică;

2. *Clasa B* — comutație proprie printr-un circuit *LC*. Schema de bază în acest caz este simplă dar prezintă neajunsuri (instabilitate

și un puternic regim tranzitoriu la deconectarea sarcinii) care nu pot fi eliminate decît prin introducerea unor elemente care complică și scumpesc mult instalația ;

3. *Clasa C* — comutație cu ajutorul unui condensator *C* sau a unui grup *LC* comutat prin tiristor principal ;

4. *Clasa D* — comutație cu ajutorul unei bobine sau a unui grup *LC* comutat printr-un tiristor auxiliar. Invertoarele din această clasă sînt mult folosite deoarece sînt simple, robuste și permit un bun reglaj ;

5. *Clasa E* — comutație realizată de o sursă externă de impulsuri ;

6. *Clasa F* — comutație liniară în curent alternativ.

După modul de funcționare a circuitului de comandă (care are rolul de a genera impulsurile pentru aprinderea tiristoarelor și de a asigura buna funcționare a instalației) deosebim următoarele tipuri de invertoare :

a — cu comandă proprie (de la sarcină), la care mărimile ce determină funcționarea sînt preluate din circuitul de sarcină ;

b — cu comandă externă, la care comanda este dirijată de o sursă de impulsuri exterioară.

În cazul convertoarelor pentru alimentarea instalațiilor de încălzire prin inducție, se folosesc invertoare în punte monofazată, comutația și comanda fiind realizate de sarcină. Sarcina este reprezentată de ansamblul inductor—semifabricat al instalației de încălzire. Deoarece acesta funcționează la un factor de putere scăzut, iar convertorul furnizează numai putere activă, este absolut necesar să se realizeze compensarea sarcinii. Alegerea variantei de compensare trebuie să aibă în vedere atît criteriul funcțional, cît și utilizarea optimă a tipului de condensator ce intră în compunerea bateriei. Aceasta se poate conecta în serie sau în paralel cu inductorul, modul de compensare fiind determinant pentru funcționarea și proprietățile invertorului. Condensatorul asigură puterea reactivă necesară comutației, iar împreună cu inductanța echivalentă a sistemului inductor-piesă (șarjă) formează un circuit oscilant serie, respectiv paralel.

Comanda invertorului se face prin sesizarea trecerilor curentului (compensarea serie), respectiv ale tensiunii (compensarea paralel) prin zero, pentru comanda redresorului utilizîndu-se scheme devenite deja clasice. Schema bloc a circuitelor de comandă pentru un convertor cu tiristoare de medie frecvență este dată în figura 5.

Putem concluziona că utilizarea convertoarelor statice la alimentarea instalațiilor de

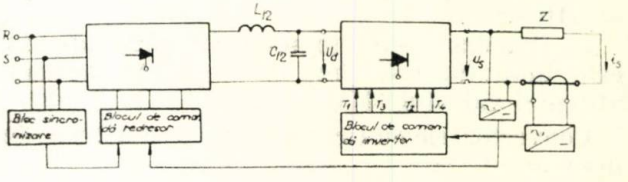


Fig. 5. Schema bloc a circuitelor de comandă la un convertor static de medie frecvență.

încălzire a sîrmelor și toroanelor, conduce la obținerea unor performanțe superioare, la reducerea consumului specific de energie electrică și permite încadrarea procesului de încălzire prin inducție în tehnologiile moderne.

Bibliografie

[1] *Comșa, D.* Utilizări ale energiei electrice, E. D. P., București, 1973.

[2] *Comșa, D., Maier, V., Chindriș, M.* Studiul regimurilor de încălzire și dimensionarea inductoarelor pentru încălzirea sîrmelor și toroanelor S.B.P.

[3] *Miramon, de R.* Application des onduleurs à moyenne fréquence au chauffage et à la fusion par induction. În : RGE nr. 2/ 1976.

[4] *Conolly, A. P.* SCR manual including triacs and other thyristors. General Electrie, Fifth edition, New York, 1972.

CZ 628.974

PANOURI LUMINOASE
CALCUL, PROIECTARE
COMPONENTA DIRECTĂ A ILUMINĂRII
PROIECȚIA UNGHIULUI SOLID

Contribuții la calculul componentei directe a iluminării dată de corpuri luminoase de dimensiuni mari

Claudia Botez, George Savitescu, Teohari Ganciu* — Iași

Iluminarea cu suprafețe luminoase de dimensiuni mari se utilizează din ce în ce mai mult mai ales în clădirile social-culturale, datorită, în special, unui aspect estetic plăcut și confortului vizual ridicat. Dificultatea utilizării suprafețelor luminoase de dimensiuni mari constă în dificultatea proiectării unor instalații de iluminat echipate cu astfel de suprafețe, mai ales dacă acestea nu au formele particulare studiate în literatura de specialitate [2—4]. Lucrarea de față propune o metodă de calcul destul de simplă, care deși cunoscută ca principiu în literatură [3], nu este aplicată pentru suprafețe luminoase de dimensiuni mari, decît în cazuri extrem de simple.

1. Stabilirea unei relații generale de calcul pentru componenta directă a iluminării dată de suprafețe luminoase de dimensiuni mari

Se consideră o suprafață luminoasă perfect difuzantă S, orientată oricum în spațiu. Interesează valoarea iluminării dată de această suprafață într-un punct P aparținînd unui plan oarecare Q, orientat oricum în spațiu (fig. 1).

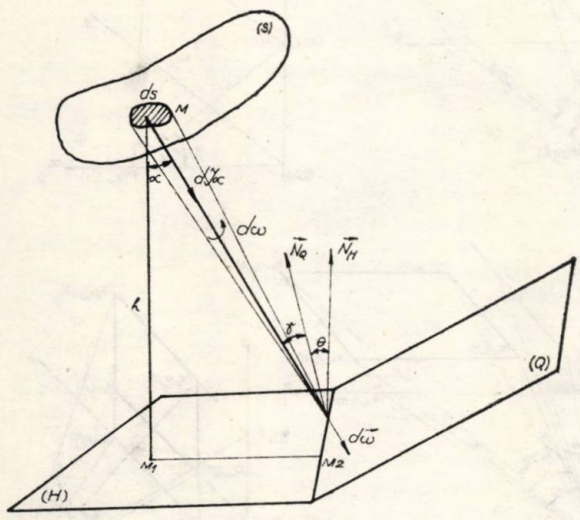


Fig. 1. Iluminarea în punct dată de o sursă luminoasă de dimensiuni mari.

Separînd un element dS de suprafață, se va putea exprima iluminarea în punctul P [1]:

$$dE_p = \frac{dI_\alpha \cos\gamma}{MP^2} = \frac{L\cos\alpha\cos\gamma\, dS}{MP^2}. \qquad (1)$$

Relația (1) poate fi exprimată și funcție de unghiul solid $d\omega$ sub care se vede din punctul P elementul de suprafață dS:

$$dE_p = L\cos\gamma\, d\omega, \qquad (2)$$

unde: $d\omega = \frac{dS\cos\alpha}{MP^2}$. (3)

Unghiului $d\omega$ i se poate atașa vectorul $\overrightarrow{d\omega}$, a cărui proiecție pe direcția normalei la planul (Q) este:

$$d\sigma = \cos\gamma\, d\omega. \qquad (4)$$

Rezultă o altă expresie a iluminării în punctul P [3]:

$$dE_p = Ld\sigma, \quad \text{sau:} \quad E_p = L\sigma. \qquad (5)$$

Un interes practic deosebit îl prezintă explicitarea relației (5). Pentru aceasta se consideră o suprafață luminoasă oarecare S, care iluminează un plan orizontal (ceea ce nu micșorează gradul de generalitate al problemei) și un punct P aparținînd planului iluminat (fig. 2). Se consideră o sferă cu centrul în P și cu raza egală cu unitatea. Unui element de suprafață dS, de formă triunghiulară, cu vîrful în P' (care este proiecția punctului P pe planul suprafeței S), îi corespunde pe sferă elementul $ds_{(ABC)}$. Unghiul solid sub care se vede suprafața dS va fi:

$$d\omega = \frac{dS}{l^2} = \frac{ds}{R^2} = ds_{(ABC)}. \qquad (6)$$

$$ds_{(ABC)} \approx \text{aria}\ (ABC) = \frac{1}{2} AD \cdot BC,$$

unde:

$$AD = 2R\sin\frac{\gamma}{2} \quad \text{și:} \quad BC = Rd\alpha,$$

* Ing. *C. Botez*, ing. *G. Savitescu* și ing. *F. Ganciu* sînt șefi de lucrări la Institutul politehnic — Iași.

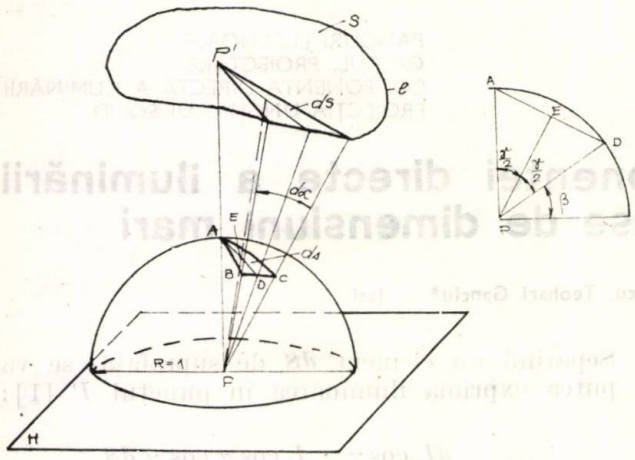


Fig. 2. Explicativă pentru deducerea expresiei proiecției unghiului solid sub care se vede suprafața luminoasă.

deci :

$$d\omega = R^2 \sin\frac{\gamma}{2} d\alpha = \sin\frac{\gamma}{2} d\alpha. \qquad (7)$$

Revenind la relația (4), se poate explicita proiecția unghiului solid sub care se vede suprafața dS pe direcție normală la suprafața de lucru :

$$\sigma = \int \cos\frac{\gamma}{2} d\omega = \int \sin\frac{\gamma}{2} \cdot \cos\frac{\gamma}{2} d\alpha = \int \frac{1}{2} \sin\gamma d\alpha, \qquad (8)$$

sau :

$$\sigma = \frac{1}{2} \int \cos\beta d\alpha. \qquad (9)$$

Deci, expresia (1), a cărei rezolvare înseamnă rezolvarea unei integrale de suprafață, a fost adusă la rezolvarea unei integrale de contur :

$$E_p = \frac{L}{2} \oint_l \cos\beta d\alpha. \qquad (10)$$

Rezultă că valoarea componentei directe a iluminării dată de o suprafață luminoasă de dimensiuni mari, cu luminanță constantă, nu depinde de forma suprafeței luminoase, ci de forma conturului acesteia.

Pentru o suprafață luminoasă de formă poligonală cu n laturi, proiecția unghiului solid σ pe direcție normală la suprafață poate fi calculată cu ajutorul sumei [3] :

$$\sigma = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n} \alpha_i \cos\beta_i, \qquad (11)$$

unde : α_i reprezintă unghiurile care determină dimensiunea fațetelor unghiului solid sub are se vede suprafața poligonală ;

β_i — unghiurile exterioare de înclinare a fațetelor față de suprafața de calcul ;

$$E_p = \frac{L}{2} \sum_{i=1}^{n} \alpha_i \cos\beta_i. \qquad (12)$$

În cele ce urmează se va arăta eficiența utilizării relației (12) pentru calculul componentei directe date de surse luminoase de dimensiuni mari, cu contur poligonal, față de metodele de calcul folosite curent în literatură.

2. Calculul componentei directe a iluminării dată de panouri dreptunghiulare, prin metoda proiecției unghiului solid

Se reiau toate cazurile de panouri dreptunghiulare studiate în literatură :

a. Panouri orizontale având proiecția unuia din vîrfuri în punctul de calcul (fig. 3a) :

$$E_p = \frac{L}{2}\left[\alpha_1 \cos\frac{\pi}{2} + \alpha_2 \cos\left(\frac{\pi}{2} - \beta_1\right) + \right.$$

$$\left. + \beta_1 \cos\frac{\pi}{2} + \beta_2 \cos\left(\frac{\pi}{2} - \alpha_1\right)\right] =$$

$$= \frac{L}{2}(\alpha_2 \sin\beta_1 + \beta_2 \sin\alpha_1), \qquad (13)$$

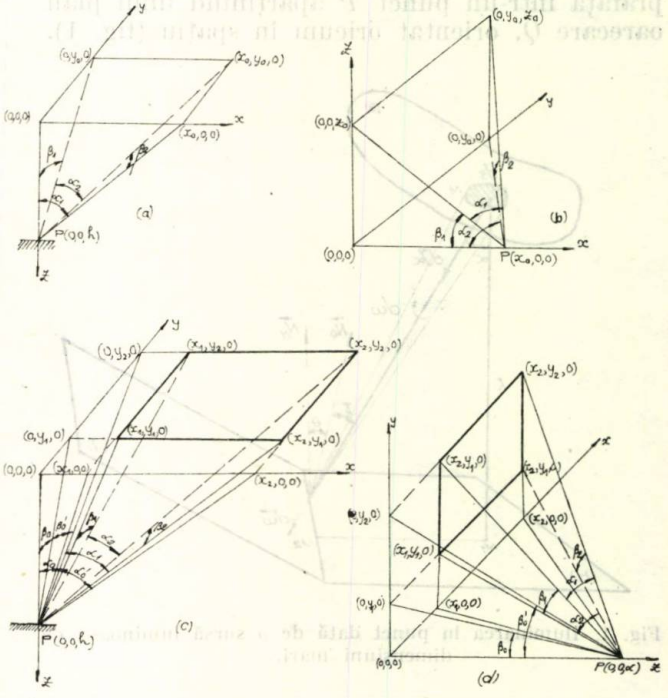


Fig. 3. Calculul iluminării într-un punct, dată de panouri dreptunghiulare.

sau:

$$E_p = \frac{L}{2}\left(\frac{y_0}{\sqrt{y_0^2+h^2}}\operatorname{arc\,tg}\frac{x_0}{\sqrt{y_0^2+h^2}} + \right.$$

$$\left. + \frac{x_0}{\sqrt{x_0^2+h^2}}\operatorname{arc\,tg}\frac{y_0}{\sqrt{x_0^2+h^2}}\right). \quad (14)$$

b. Panouri verticale avînd unul din vîrfuri ca centru al reperului ortogonal (fig. 3b):

$$E_p = \frac{L}{2}\left[\alpha_1\cos(\pi-\beta_1) + \alpha_2\cos\theta + \beta_1\cos\frac{\pi}{2} + \right.$$

$$\left. + \beta_2\cos\frac{\pi}{2}\right] = \frac{L}{2}(\alpha_2 - \alpha_1\cos\beta_1), \quad (15)$$

sau:

$$E_p = \frac{L}{2}\left(\operatorname{arc\,tg}\frac{y_0}{x_0} - \right.$$

$$\left. - \frac{x_0}{\sqrt{x_0^2+z_0^2}}\operatorname{arc\,tg}\frac{y_0}{\sqrt{x_0^2+z_0^2}}\right). \quad (16)$$

c. Panouri orizontale ale căror laturi sînt paralele cu axele sistemului de referință, fără ca unul din vîrfuri să coincidă cu originea sistemului (fig. 3c):

$$E_p = \frac{L}{2}\left[\alpha_1\cos\left(\frac{\pi}{2}+\beta_0\right) + \alpha_2\cos\left(\frac{\pi}{2} - \right.\right.$$

$$\left. - \beta_0 - \beta_0'\right) + \beta_1\cos\left(\frac{\pi}{2}+\alpha_0\right) + \beta_2\cos\left(\frac{\pi}{2} - \right.$$

$$\left.\left. - \alpha_0 - \alpha_0'\right)\right] = \frac{L}{2}\left[-\alpha_1\sin\beta_0 + \alpha_2\sin(\beta_0+\beta_0') - \right.$$

$$\left. - \beta_1\sin\alpha_0 + \beta_2\sin(\alpha_0+\alpha_0')\right]. \quad (17)$$

Din considerente geometrice rezultă valorile unghiurilor sub care se văd laturile panoului luminos dreptunghiular:

$$\begin{cases} \alpha_1 = \dfrac{\pi}{2} - \operatorname{arc\,tg}\dfrac{x_1}{\sqrt{y_1^2+h^2}} - \operatorname{arc\,tg}\dfrac{\sqrt{y_1^2+h^2}}{x_2} = \operatorname{arc\,tg}\dfrac{x_2}{\sqrt{y_1^2+h^2}} - \operatorname{arc\,tg}\dfrac{x_1}{\sqrt{y_1^2+h^2}} \\ \alpha_2 = \dfrac{\pi}{2} - \operatorname{arc\,tg}\dfrac{x_1}{\sqrt{y_2^2+h^2}} - \operatorname{arc\,tg}\dfrac{\sqrt{y_2^2+h^2}}{x_2} = \operatorname{arc\,tg}\dfrac{x_2}{\sqrt{y_2^2+h^2}} - \operatorname{arc\,tg}\dfrac{x_1}{\sqrt{y_2^2+h^2}} \\ \beta_1 = \dfrac{\pi}{2} - \operatorname{arc\,tg}\dfrac{y_1}{\sqrt{x_1^2+h^2}} - \operatorname{arc\,tg}\dfrac{\sqrt{x_1^2+h^2}}{y_2} = \operatorname{arc\,tg}\dfrac{y_2}{\sqrt{x_1^2+h^2}} - \operatorname{arc\,tg}\dfrac{y_1}{\sqrt{x_1^2+h^2}} \\ \beta_2 = \dfrac{\pi}{2} - \operatorname{arc\,tg}\dfrac{y_1}{\sqrt{x_2^2+h^2}} - \operatorname{arc\,tg}\dfrac{\sqrt{x_2^2+h^2}}{y_2} = \operatorname{arc\,tg}\dfrac{y_2}{\sqrt{x_2^2+h^2}} - \operatorname{arc\,tg}\dfrac{y_1}{\sqrt{x_2^2+h^2}}. \end{cases} \quad (18)$$

Înlocuind relațiile (18) în (17), exprimînd funcțiile trigonometrice cu ajutorul laturilor și efectuînd calculele, rezultă:

$$E_p = \frac{L}{2}\left(\frac{y_1}{\sqrt{y_1^2+h^2}}\operatorname{arc\,tg}\frac{x_1}{\sqrt{y_1^2+h^2}} - \right.$$

$$- \frac{y_1}{\sqrt{y_1^2+h^2}}\operatorname{arc\,tg}\frac{x_2}{\sqrt{y_1^2+h^2}} +$$

$$+ \frac{y_2}{\sqrt{y_2^2+h^2}}\operatorname{arc\,tg}\frac{x_2}{\sqrt{y_2^2+h^2}} -$$

$$- \frac{y_2}{\sqrt{y_2^2+h^2}}\operatorname{arc\,tg}\frac{x_1}{\sqrt{y_2^2+h^2}} -$$

$$- \frac{x_1}{\sqrt{x_1^2+h^2}}\operatorname{arc\,tg}\frac{y_2}{\sqrt{x_1^2+h^2}} +$$

$$+ \frac{x_1}{\sqrt{x_1^2+h^2}}\operatorname{arc\,tg}\frac{y_1}{\sqrt{x_1^2+h^2}} +$$

$$+ \frac{x_2}{\sqrt{x_2^2+h^2}}\operatorname{arc\,tg}\frac{y_2}{\sqrt{x_2^2+h^2}} -$$

$$\left. - \frac{x_2}{\sqrt{x_2^2+h^2}}\operatorname{arc\,tg}\frac{y_1}{\sqrt{x_2^2+h^2}}\right). \quad (19)$$

d. Panouri verticale ale căror laturi sînt paralele cu axele sistemului de referință, fără ca unul din vîrfuri să coincidă cu originea (fig. 3d):

$$E_p = \frac{L}{2}\left[\alpha_1\cos(\pi-\beta_0') + \alpha_2\cos\beta_0 + \right.$$

$$\left. + \beta_1\cos\frac{\pi}{2} + \beta_2\cos\frac{\pi}{2}\right] = \frac{L}{2}(-\alpha_1\cos\beta_0' + $$

$$+ \alpha_2\cos\beta_0), \quad (20)$$

unde :

$$\begin{cases} \alpha_1 = \dfrac{\pi}{2} - \operatorname{arc\,tg}\dfrac{x_1}{\sqrt{y_2^2+h^2}} - \operatorname{arc\,tg}\dfrac{\sqrt{y_2^2+h^2}}{x_2} = \operatorname{arc\,tg}\dfrac{x_2}{\sqrt{y_2^2+h^2}} - \operatorname{arc\,tg}\dfrac{x_1}{\sqrt{y_2^2+h^2}} \\ \alpha_2 = \dfrac{\pi}{2} - \operatorname{arc\,tg}\dfrac{x_1}{\sqrt{y_1^2+h^2}} - \operatorname{arc\,tg}\dfrac{\sqrt{y_1^2+h^2}}{x_2} = \operatorname{arc\,tg}\dfrac{x_2}{\sqrt{y_1^2+h^2}} - \operatorname{arc\,tg}\dfrac{x_1}{\sqrt{y_1^2+h^2}}. \end{cases} \quad (21)$$

Efectuînd calculele, rezultă :

$$E_p = \frac{L}{2}\left(\frac{h}{\sqrt{y_2^2+h^2}}\operatorname{arc\,tg}\frac{x_1}{\sqrt{y_2^2+h^2}} - \frac{h}{\sqrt{y_2^2+h^2}}\operatorname{arc\,tg}\frac{x_2}{\sqrt{y_2^2+h^2}} - \frac{h}{\sqrt{y_1^2+h^2}}\operatorname{arc\,tg}\frac{x_1}{\sqrt{y_1^2+h^2}} + \frac{h}{\sqrt{y_1^2+h^2}}\operatorname{arc\,tg}\frac{x_2}{\sqrt{y_1^2+h^2)}}\right). \quad (22)$$

Se observă că relaţiile (14), (16), (19) şi (22) corespund relaţiilor cunoscute în literatura de specialitate [2—5].

e. Pentru cazul general al calculului iluminării dat de un panou luminos dreptunghiular într-un punct aparţinînd unui plan oarecare Q (fig. 4), stabilirea unghiurilor pe care le fac

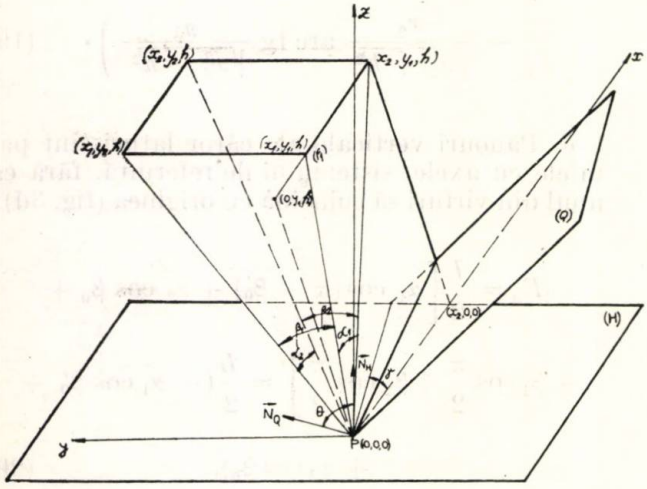


Fig. 4. Calculul componentei directe, dată de un panou dreptunghiular prin metoda proiecţiei unghiului solid.

faţetele unghiului solid, sub care se vede panoul, cu planul Q, devine dificilă prin metodele geometriei clasice şi apare necesară apelarea la metodele geometriei analitice. Ca urmare, se scriu ecuaţiile planului Q (dat prin cosinuşii directori) şi ai planelor faţetelor (date prin trei puncte) şi se calculează unghiul între plane :

$$(Q) - x\sin\theta\sin\gamma + y\sin\theta\cos\gamma + z\cos\theta = 0, \quad (23)$$

$$(F_1) - y\,x_2\,h + z\,x_2\,y_1 = 0. \quad (24)$$

Unghiul dintre planele (Q) şi (F_1) va fi :

$$\cos\varepsilon_1 = \frac{y_1\cos\theta - h\sin\theta\cos\gamma}{\sqrt{y_1^2+h^2}}. \quad (25)$$

Pentru unghiurile dintre celelalte faţete şi planul Q se poate scrie :

$$(F_2) \quad -yx_2h + zx_2\,y_2 = 0, \quad (26)$$

$$\cos\varepsilon_2 = \frac{y_2\cos\theta - h\sin\theta\cos\gamma}{\sqrt{y_2^2+h^2}}, \quad (27)$$

$$(F_3) \quad xy_2h - zx_1y_2 + 0, \quad (28)$$

$$\cos\varepsilon_3 = -\frac{x_1\cos\theta + h\sin\theta\sin\gamma}{\sqrt{x_1^2+h^2}}. \quad (29)$$

$$(F_4) - xy_2h + zy_2h = 0, \quad (30)$$

$$\cos\varepsilon_4 = \frac{x_2\cos\theta + h\sin\theta\sin\gamma}{\sqrt{x_2^2+h^2}}. \quad (31)$$

Proiecţia unghiului solid :

$$\sigma = \frac{1}{2}(\alpha_1\cos\varepsilon_1 + \alpha_2\cos\varepsilon_2 + \alpha^3\cos\varepsilon_3 + \alpha_4\cos\varepsilon_4). \quad (32)$$

Înlocuind relaţiile (18), (25), (27), (29), (31) în (32) se obţine în final valoarea iluminării :

$$E_p = \frac{L}{2}\left[\frac{y_1\cos\theta - h\sin\theta\sin\gamma}{\sqrt{y_1^2+h^2}}\left(\operatorname{arc\,tg}\frac{x_2}{\sqrt{y_1^2+h^2}} - \operatorname{arc\,tg}\frac{x_1}{\sqrt{y_1^2+h^2}}\right) + \frac{y_2\cos\theta - h\sin\theta\cos\gamma}{\sqrt{y_2^2+h^2}}\left(\operatorname{arc\,tg}\frac{x_2}{\sqrt{y_2^2+h^2}} - \operatorname{arc\,tg}\frac{x_1}{\sqrt{y_2^2+h^2}}\right) - \frac{x_1\cos\theta + h\sin\theta\sin\gamma}{\sqrt{x_1^2+h^2}}\left(\operatorname{arc\,tg}\frac{y_2}{\sqrt{x_1^2+h^2}} - \operatorname{arc\,tg}\frac{y_1}{\sqrt{x_1^2+h^2}}\right) - \frac{x_2\cos\theta + h\sin\theta\sin\gamma}{\sqrt{x_2^2+h^2}}\left(\operatorname{arc\,tg}\frac{y_2}{\sqrt{x_2^2+h^2}} - \operatorname{arc\,tg}\frac{y_1}{\sqrt{x_2^2+h^2}}\right)\right]. \quad (33)$$

Relația (33) este identică cu cea din lucrarea [1] obținută prin integrare directă. Comparativ, modul de lucru expus este mult mai rapid și mai puțin anevoios decît prin integrare.

3. Calculul componentei directe a iluminării dată de panouri triunghiulare, prin metoda proiecției unghiului solid

Se consideră un panou luminos de formă triunghiulară. Interesează componenta directă a iluminării într-un punct P aparținînd unui plan oarecare Q. Pentru a rezolva problema dată, se consideră punctul P centrul unui reper triortogonal, cu axa PX paralelă cu una din laturile panoului (fig. 5). Rezolvarea prin integrare directă a relațiilor obținute duce la calcule mult prea laborioase, motiv pentru care în literatura de specialitate sînt analizate doar cazuri particulare [2], [5]. Problema este abordabilă prin aplicarea metodei proiecției unghiului solid. În acest caz interesează unghiurile dintre planele fațetelor (F_1), (F_2), (F_3) și planul Q. Ca și în cazul precedent, calculul se face considerînd ecuația planului Q și ecuațiile fațetelor :

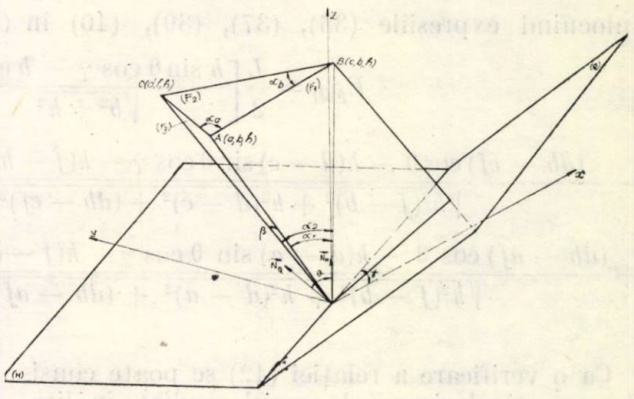


Fig. 5. Calculul iluminării, dată de un panou triunghiular, prin metoda proiecției unghiului solid.

Iluminarea în punctul P va fi :

$$E_{p(Q)} = \frac{L}{2}(\alpha_1 \cos \varepsilon_1 + \alpha_2 \cos \varepsilon_2 + \beta \cos \varepsilon_3). \quad (41)$$

$$(F_1) \qquad yh - zb = 0, \quad (34)$$

$$\cos \varepsilon_1 = \frac{h \sin \theta \cos \gamma - b \cos \theta}{\sqrt{h^2 + b^2}}, \quad (35)$$

$$(F_2) \qquad xh(f - b) - yh(d - c) + z(db - cf) = 0, \quad (36)$$

$$\cos \varepsilon_2 = -\frac{-h(f - b) \sin \theta \sin \gamma - h(d - e) \sin \theta \cos \gamma + (db - cf) \cos \theta}{\sqrt{h^2(f - b)^2 + h^2(d - c)^2 + (db - cf)^2}}, \quad (37)$$

$$(F_3) \qquad xh(f - b) - yh(d - a) + z(db - af) = 0, \quad (38)$$

$$\cos \varepsilon_3 = \frac{-h(f - b) \sin \theta \sin \gamma - h(d - a) \sin \theta \sin \gamma + (db - af) \cos \theta}{\sqrt{h^2(f - b)^2 + h^2(d - a)^2 + (db - af)^2}}. \quad (39)$$

Unghiurile : α_1, α_2 și β sub care se văd laturile $\bar{A}\bar{B}$, $\bar{B}\bar{C}$ și $\bar{C}\bar{A}$ din punctul P, se determină pe baza cosinușilor directori ai direcțiilor $\bar{P}\bar{A}$, $\bar{P}\bar{B}$ și $\bar{P}\bar{C}$ rezultă :

$$\begin{cases} \alpha_1 = \arccos \dfrac{ac + b^2 + h^2}{\sqrt{(a^2 + b^2 + h^2)(c^2 + b^2 + h^2)}} = \operatorname{arc\,tg} \dfrac{(c - a)\sqrt{h^2 + b^2}}{ac + b^2 + h^2} \\ \alpha_2 = \arccos \dfrac{cd + bf + h^2}{\sqrt{(c^2 + b^2 + h^2)(d^2 + f^2 + h^2)}} = \operatorname{arc\,tg} \dfrac{\sqrt{h^2(f - b)^2 + h^2(d - c)^2 + (cf - db)^2}}{cd + bf + h^2} \\ \beta = \arccos \dfrac{ad + bf + h^2}{\sqrt{(a^2 + b^2 + h^2)(d^2 + f^2 + h^2)}} = \operatorname{arc\,tg} \dfrac{\sqrt{h^2(f - b)^2 + h^2(d - a)^2 + (db - af)^2}}{ad + bf + h^2}. \end{cases} \quad (40)$$

Înlocuind expresiile (35), (37), (39), (40) în (41) și efectuînd calculele rezultă :

$$E_{p(Q)} = \frac{L}{2}\left[\frac{h\sin\theta\cos\gamma - b\cos\theta}{\sqrt{b^2+h^2}}\operatorname{arctg}\frac{(c-a)\sqrt{b^2+h^2}}{ca+b^2+h^2} - \right.$$

$$- \frac{(db-cf)\cos\theta - h(d-c)\sin\theta\cos\gamma - h(f-b)\sin\theta\sin\gamma}{\sqrt{h^2(f-b)^2+h^2(d-c)^2+(db-cf)^2}}\operatorname{arctg}\frac{\sqrt{h^2(f-b)^2+h^2(d-c)^2+(db-cf)^2}}{cd+bf+h^2} +$$

$$\left. + \frac{(db-af)\cos\theta - h(d-a)\sin\theta\cos\gamma - h(f-b)\sin\theta\sin\gamma}{\sqrt{h^2(f-b)^2+h^2(d-a)^2+(db-af)^2}}\operatorname{arctg}\frac{\sqrt{h^2(f-b)^2+h^2(d-a)^2+(db-af)^2}}{ad+bf+h^2}\right]. \quad (42)$$

Ca o verificare a relației (42) se poate considera particularizarea la cazul studiat în literatură, cînd punctul P aparține planului orizontal, vîrful A se află pe axa PZ și latura AB aparține planului ZPX, fiind paralelă cu PX; se obține :

$$E_{p(H)} = \frac{L}{2}\frac{cf}{\sqrt{h^2(d-c)^2+h^2f^2+f^2c^2}}\cdot$$

$$\cdot\operatorname{arctg}\frac{\sqrt{h^2(d-c)^2+h^2f^2+f^2c^2}}{h^2+cd}. \quad (43)$$

Relația cunoscută în literatură este [2], [5]:

$$E_{p(H)} = \frac{L}{2\sqrt{\frac{h^2}{b_0^2}+1}}\left[\operatorname{arctg}\frac{\operatorname{ctg}\alpha_b}{\sqrt{\frac{h^2}{b_0^2}+1}} - \right.$$

$$\left. - \operatorname{arctg}\frac{\operatorname{ctg}(\alpha_a+\alpha_b)}{\sqrt{\frac{h^2}{b_0^2}+1}}\right], \quad (44)$$

unde :

$$\begin{cases} b_0 = \bar{A}\bar{C}\sin(\alpha_a+\alpha_b) = \\ \quad = \sqrt{d^2+f^2}(\sin\alpha_a\cos\alpha_b + \\ \quad + \cos\alpha_a\cos\alpha_b) \\ \sin\alpha_a = \dfrac{h}{\sqrt{d^2+h^2}};\ \cos\alpha_a = \\ \quad = \dfrac{d}{\sqrt{d^2+h^2}};\ \operatorname{ctg}\alpha_a = \dfrac{d}{f}. \\ \sin\alpha_b = \dfrac{f}{\sqrt{f^2+(c-d)^2}};\ \cos\alpha_b = \\ = \dfrac{c-d}{\sqrt{f^2+(c-d)^2}};\ \operatorname{ctg}\alpha_b = \dfrac{c-d}{f}. \end{cases} \quad (45)$$

Înlocuind relațiile (45) în (44) și efectuînd calculele, rezultă relația (43), ceea ce confirmă exactitatea expresiei deduse.

4. Calculul componentei directe a iluminării date de panouri luminoase de formă oarecare

Una din rezolvările cele mai simple ale problemei o constituie aproximarea conturului suprafeței luminoase cu un contur poligonal, cît mai apropiat de conturul panoului luminos (fig. 6).

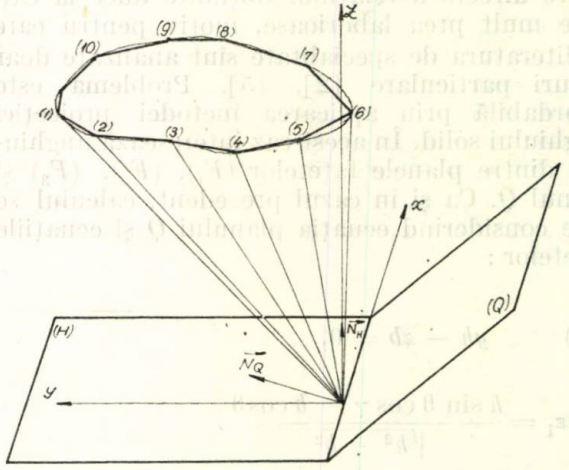


Fig. 6. Calculul componentei directe a iluminării, dată de un panou de formă oarecare prin metoda proiecției unghiului solid.

Componenta directă a iluminării va fi dată de expresia (12), unde L, α_i, β_i au semnificațiile deja cunoscute, iar n reprezintă numărul de laturi în care s-a descompus conturul. Toate elementele relației (12) sînt perfect determinabile analitic, ceea ce face posibilă calcularea componentei directe a iluminării dată de o suprafață luminoasă perfect difuzată de orice formă, în orice punct aparținînd unui plan orientat oricum, ceea ce ușurează mult proiectarea instalațiilor de iluminat echipate cu suprafețe luminoase de dimensiuni mari.

Bibliografie

[1] *Florescu, R., Savitescu, G., Botez, C.* Sur le calcul de l'éclairement dans les installations munies avec des panneaux lumineux rectangulaires — Buletinul I.P. Iași, tom **XXII**, fasc. 3—4, 1976.

[2] *Gheorghiu, N., Mililaru, P.* Teoria și practica iluminatului electric București, Ed. tehnică, 1970.

[3] *Meșcov, V. V., Epaneșnicov, M. M.* Osvetitelinîe ustanovski, Moscova, Energhia, 1972.

[4] *Prisăcaru, V., Hufanu, C., Ioachim, D.* Utilizările energiei electrice. București, Ed. didactică și pedagogică, 1969.

[5] *Slavrescu O.* Contribuții la calculul iluminatului cu ajutorul calculatoarelor electronice. Teză de doctorat, Institutul politehnic-Iași, 1974.

CZ 621.3.014.31 :621.376

ARC ELECTRIC
FENOMEN ALEATOR
MODEL MATEMATIC

Modelarea statistico-matematică a arcului electric de deconectare

Mihai Popescu* — București

Introducere

Arcul electric de deconectare este un fenomen complex a cărui evoluție este condiționată de un ansamblu de parametri caracteristici aparatului de comutație și rețelei.

Modelele matematice elaborate în decursul timpului sînt prezentate în multe lucrări științifice, dintre care unele de sinteză [1, 2, 3, 5, 9]. Aceste modele pornesc de la o tratare deterministă a fenomenelor complexe din arc.

Studiul procesului de deconectare, considerînd natura aleatoare a arcului electric, s-a făcut, în ultimii ani, în legătură cu verificarea capacității de deconectare a întrerupătoarelor de înaltă tensiune [4, 10—12]. Sînt prezentate diagrame ale probabilității de deconectare reușită (sau de eșec), în funcție de diverși parametri. Pe baza acestor cercetări s-a determinat validitatea încercărilor asupra unui singur modul de întreruptor de înaltă tensiune sau echivalența între încercările sintetice și cele directe.

În lucrare se prezintă modelarea statistico-matematică a arcului electric la deconectarea în regim nominal, cu referire la contactoarele electromagnetice de joasă tensiune. În acest caz nu se pune problema reușitei deconectării, întrucît contactorul realizează 10^5—10^6 manevre. Aparatul întrerupe sigur într-un număr neprecizat, dar finit, de semiperioade.

Se consideră drept parametru caracteristic durata arcului electric, care este aleatoare. Pe baza unui număr de deconectări relativ mic (care din punct de vedere statistic reprezintă un eșantion) se determină funcția densității de probabilitate a duratei arcului ce caracterizează un anume dispozitiv de stingere.

Se evaluează numărul minim de măsurări necesare pentru a putea estima din datele experimentale funcția densității de probabilitate.

1. Modelul matematic al arcului electric

Elementul cantitativ caracteristic este durata de ardere a arcului electric. Ea furnizează o informație globală asupra procesului deconectării și este determinată de ansamblul de factori ce influențează stingerea. Durata arcului poate servi (împreună cu alte elemente caracteristice) la evaluarea energiei arcului.

Obținerea unei anumite valori a duratei arcului electric este determinată de :

— momentul separației contactelor și deci al apariției arcului, moment ce variază aleator, fiind determinat de cinematica aparatului electric ;

— momentul stingerii arcului, la una din trecerile ulterioare, ale curentului prin zero, moment determinat de camera de stingere, sistemul de contacte și circuitul exterior al aparatului. Momentul stingerii este aleator în sensul că în condiții neschimbate arcul se stinge la un timp diferit. În figura 1 sînt reprezentate două astfel de situații, în care aparatul întrerupe la prima trecere prin zero ($t_{a1} < 10$ ms), sau la a doua trecere prin zero a curentului ($t_{a2} > 10$ ms).

În cursul manevrelor de deconectare, valorile obținute pentru durata arcului fiind aleatoare, pentru caracterizarea procesului de stingere este necesară elaborarea unui model probabilistic.

Fie P_a probabilitatea de a obține la o deconectare o durată a arcului mai mică decît o valoare impusă t :

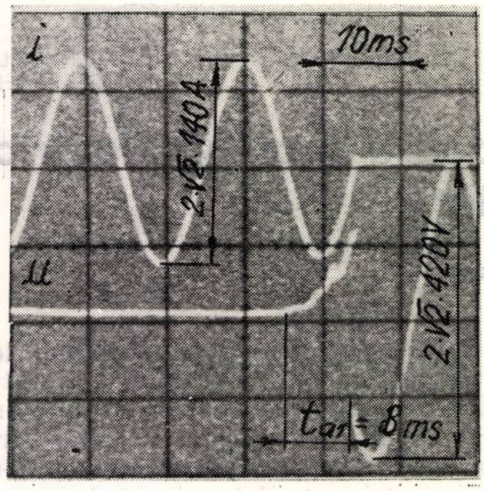
$$P_a(t) = \text{Prob}\,(t_a \leqslant t). \qquad (1)$$

Funcția $P_a(t)$ se poate determina prin măsurarea experimentală a duratei arcului, aplicînd metodele statisticii matematice.
Valoarea funcției în punctul t este :

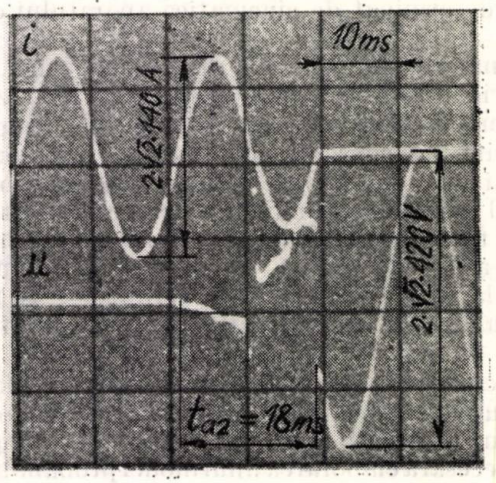
$$P_a(t) = \frac{n_{0-t}}{N}; \qquad (2)$$

unde : n_{0-t} este numărul de manevre cu o durată a arcului inferioară valorii t, iar N numărul total de manevre. De regulă, acest mod de prelucrare se aplică după ce datele s-au grupat pe clase de valori în ordine crescătoare. Se observă experimental că durata arcului este de cîteva semiperioade, ceea ce permite considerarea unui interval de un sfert de perioadă (5 ms la 50 Hz), pentru gruparea valorilor. Funcția $P_a(t)$ se consideră constantă pe intervale de un sfert de perioadă.

* Ing., *Popescu, M.* este asistent la Institutul politehnic – București, Catedra de măsuri și aparate electrice.



a)



b)

Fig. 1. Oscilograme tipice de deconectare a unui circuit : *a* — la prima trecere prin zero ; *b* — la a doua trecere prin zero a curentului.

Se definește funcția de densitate a probabilității $P_a(t)$ pe intervalul $t_{i+1} - t_i$ prin relația :

$$p_{i+1} = p(t_{i+1}) = P_a(t_{i+1}) - P_a(t_i) =$$

$$= \text{Prob}\,(t_i < t_a < t_{i+1}), \qquad (3)$$

ceea ce reprezintă probabilitatea ca durata arcului să fie cuprinsă în intervalul $t_{i+1} - t_i$.

Funcția p_i este și ea constantă pe intervale și satisface relațiile fundamentale [8] :

$$\text{a. } 0 \leqslant p_i \leqslant 1 ;$$

$$\text{b. } \sum_{i=a}^{n} p_i = 1 ; \qquad i \in [0, n], \qquad (4)$$

$$\text{c. } P_a(t_i) = \sum_{i=0}^{i} p_i .$$

Se detaliază apoi influența momentului separației contactelor și momentului stingerii asupra valorii duratei arcului electric.

Se fac referiri la figura 2 unde s-a considerat $t = 0$ la începutul semialternanței curentului de 50 Hz, în care se separă contactele.

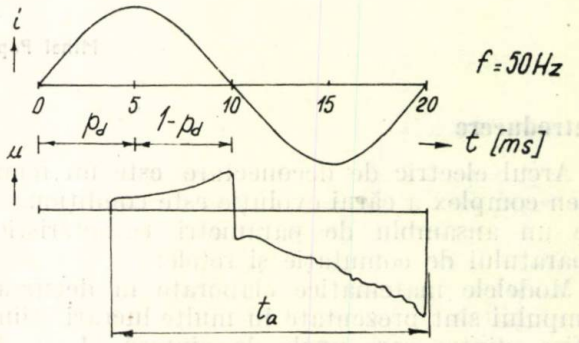


Fig. 2. Relativ la momentul separației contactelor :... funcția densității obținută experimental ; — funcția densității raportată la aparatul standard.

Se notează cu p_d probabilitatea ca separația contactelor să se facă în intervalul t=0—5 ms. Probabilitatea deschiderii în intervalul 5—10 ms este, evident, $1-p_d$.

Arcul electric amorsat în intervalul 0—5 ms poate fi stins :

— la prima trecere prin zero, cu probabilitatea p_{11} ;

— la a doua trecere prin zero, cu probabilitatea p_{12} ș. a. m. d.

Arcul electric amorsat în intervalul 5—10 ms poate fi stins :

— la prima trecere prin zero cu probabilitatea p_{21} ;

— la a doua trecere prin zero cu probabilitatea p_{22} ș. a. m. d.

Funcția p_i de densitate a probabilității, definită de relația (3), poate fi exprimată în funcție de momentul separării contactelor și de momentul stingerii.

Evenimentul obținerii unei valori a timpului de arc :

$$0 < t_a \leqslant 5,$$

este reuniunea evenimentelor :

— deconectarea în intervalul 5 — 10 ms cu probabilitatea $1-p_d$;

— stingerea arcului la prima trecere prin zero a curentului cu probabilitatea p_{21}.

Probabilitatea de a obține un timp de arc în intervalul 0—5 ms este deci :

$$p_{0,5} = (1 - p_d) \cdot p_{21}, \qquad (5)$$

evenimentele fiind independente [7].

Probabilitatea obținerii unei valori 5 ms $<$ $< t_a \leqslant$ 10 ms este, în mod analog :

$$p_{5,10} = p_d \cdot p_{11}. \qquad (6)$$

Extinzînd raționamentul se obțin relațiile :

$$10 < t_a \leqslant 15, \qquad p_{10,15} = (1 - p_d)\, p_{22},$$

$$15 < t_a \leqslant 20, \qquad p_{15,20} = p_d \cdot p_{12},$$

$$20 < t_a \leqslant 25, \qquad p_{20,25} = (1 - p_d)\, p_{23}, \qquad (7)$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$

$$10k < t_a \leqslant 10k + 5, \quad p_{10k,\,10k+5} = (1 - p_d)\, p_{2k},$$

$$10k + 5 < t_a \leqslant 10(k+1), \quad p_{10k+5,\,10(k+1)} = p_d\, p_{1k}.$$

Relațiile 5—7 permit calculul funcției densității de probabilitate atunci cînd se cunosc probabilitățile p_d și p_{ij}.

Probabilitatea p_d depinde de momentul separației contactelor față de zeroul curentului. Pentru aparatele de comutație de tipul contactoarelor, la un număr suficient de mare de manevre se poate considera că separația contactelor se face uniform distribuit în intervalul unei semialternanțe, deci $p_d = 0{,}5$. Înlocuind în relațiile 5—7 se obțin :

$$p^s_{0,5} = 0{,}5\, p_{21},$$

$$p^s_{5,10} = 0{,}5\, p_{11},$$

$$p^s_{10,15} = 0{,}5\, p_{22}, \qquad (8)$$

$$p^s_{15,20} = 0{,}5\, p_{12},$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$

$$p^s_{10k,\,10k+5} = 0{,}5\, p_{2k},$$

$$p^s_{10k+5,\,10(k+1)} = 0{,}5\, p_{1k}.$$

Pentru un aparat cu $p_d = 0{,}5$ (să-l numim aparat standard) se poate astfel calcula funcția de distribuție p^s_i.

Probabilitățile p_{ij} depind de dispozitivul de stingere (camera de stingere, contacte, viteza de separație a contactelor etc.) și ele pot servi ca parametrii de comparație între mai multe dispozitive de stingere.

2. Estimarea funcției densității de probabilitate din datele experimentale

Fie N măsurători asupra timpului de arc care se grupează în clase, în fiecare clasă fiind m_{ij} valori astfel :

$$0 < t_a \leqslant 5, \qquad m_{0,5},$$

$$5 < t_a \leqslant 10, \qquad m_{5,15}, \qquad (9)$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$

$$10k < t_a \leqslant 10k + 5, \qquad m_{10k,\,10k+5},$$

$$10k + 5 < t_a \leqslant 10(k+1), \qquad m_{10k+5,\,10(k+1)}.$$

Funcția de densitate a probabilității se determină pe intervale astfel :

$$p_{0,5} = \frac{m_{05}}{N},$$

$$p_{5,10} = \frac{m_{5,10}}{N}, \qquad (10)$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$

$$p_{10k,\,10k+5} = \frac{m_{10k,\,10k+5}}{N},$$

$$p_{10k+5,\,10(k+1)} = \frac{m_{10k+5,\,10(k+1)}}{N}.$$

Se poate de asemenea determina probabilitatea p_d prin adunarea ecuațiilor de rang par (2, 4, ...) din (6), (7) :

$$p_{5,10} + p_{15,20} + \ldots + p_{10k+5,\,10(k+1)} =$$

$$= p_d(p_{11} + p_{12} + \ldots + p_{1k}). \qquad (11)$$

Se observă însă că suma $p_{11} + p_{12} + \ldots + p_{1k} = 1$ întrucît reprezintă probabilitatea ca arcul electric să se stingă.

În consecință :

$$p_d = p_{5,10} + p_{15,20} + \ldots + p_{10k+5,\,10(k+1)}. \qquad (12)$$

Dezvoltarea anterioară a modelului nu ține cont de fenomenul de limitare, adică de micșorarea semiperioadei curentului ca urmare a reacției arcului asupra rețelei.

Limitarea constituie, deci, un factor de eroare, dar ea este slabă în cazul manevrelor curente, sub sarcină nominală a contactoarelor.

3. Verificarea experimentală a momentului deconectării

S-a efectuat un set de experimente în scopul verificării ipotezei că separația contactelor se face cu egală probabilitate în intervalele 0—5 și 5—10 ms.

Pentru un număr de 1 080 manevre s-au determinat valorile probabilității p_d pentru fiecare eșantion de 36 măsurători cu ajutorul formulei 12.

Determinările s-au efectuat asupra unui contactor din producția întreprinderii Electroaparataj-București.

Valorile obținute sînt date în tabelul 1.

Valoarea medie este $\bar{p}_d = 0{,}543$ și aceasta trebuie comparată cu valoarea $p^s_d = 0{,}5$. Se

Tabelul 1

Valorile probabilităţilor p_d

0,472	0,333	0,611	0,805	0,888	0,6666
0,694	0,500	0,472	0,750	0,527	0,750
0,722	0,527	0,628	0,444	0,805	0,555
0,250	0,250	0,666	0,305	0,583	0,416
0,638	0,722	0,222	0,384	0,333	0,388

aplică testul t-bilateral. Abaterea standard a setului de valori este [6]:

$$\sigma_p = \frac{\bar{w}}{d_2} = \frac{0{,}415}{2{,}534} = 0{,}163 . \qquad (13)$$

unde $\bar{w}$ este valoarea medie a amplitudinii, iar d_2 un factor de conversie.

Se formează raportul:

$$t = \frac{\bar{p}_d - p_d^s}{\sigma_p/\sqrt{n-1}} = \frac{0{,}543 - 0{,}5}{0{,}163/\sqrt{29}} = 1{,}42. \qquad (14)$$

Pentru un nivel de încredere $1 - \alpha = 95\%$ şi un număr de grade de libertate $n - 1 = 29$ în tabele se găseşte:

$$t_{\alpha/2} = 2{,}045. \qquad (15)$$

Se observă că $t < t_{\alpha/2}$, ceea ce conduce la concluzia că ipoteza iniţială $p_d = 0{,}5$ este corectă.

4. Caracterizarea unui dispozitiv de stingere

Probabilităţile p_{ij} depind numai de dispozitivul de stingere şi, ca atare, pot servi pentru caracterizarea sa.

În urma efectuării a N măsurători asupra timpului de arc se determină cu relaţiile (10) o funcţie de distribuţie care înglobează şi influenţa momentului deschiderii contactelor prin probabilitatea p_d.

Se poate elimina efectul probabilităţii p_d prin raportarea la aparatul standard la care, prin definiţie $p_d^s = 0{,}5$.

Prin împărţirea relaţiilor (8) la (5), (6), (7), se obţine densitatea de probabilitate raportată la aparatul standard p_i^s în funcţie de repartiţia experimentală p_i:

$$p_{0,5}^s = p_{0,5}\frac{0{,}5}{1 - p_d},$$

$$p_{5,10}^s = p_{5,10}\frac{0{,}5}{p_d}, \qquad (16)$$

. . . . . .

$$p_{10k,\,10k+5}^s = p_{10k,\,10k+5}\cdot\frac{0{,}5}{1 - p_d},$$

$$p_{10k+5,\,10(k+1)}^s = p_{10k+5,\,10(k+1)}\cdot\frac{0{,}5}{p_d}.$$

Cu ajutorul relaţiei (16) se poate determina din datele experimentale repartiţia densităţii de probabilitate a unui dispozitiv raportată la aparatul standard.

Această distribuţie constituie o caracteristică intrinsecă a unui dispozitiv de stingere şi poate servi la compararea mai multor dispozitive între ele.

5. Exemplu concret

Experimentînd un dispozitiv de stingere la un contactor de curent alternativ se obţin următoarele valori ale duratei arcului, grupate pe clase:

t_a, ms	frecvenţa absolută, m
0—5	13
5—10	8
10—15	12
15—20	3

(17)

Se determină funcţia de repartiţie experimentală cu relaţiile (10) şi se obţine:

$$p_{0,5} = 0{,}361, \qquad p_{5,10} = 0{,}222,$$

$$p_{10,15} = 0{,}333, \qquad p_{15,20} = 0{,}083. \qquad (18)$$

Se determină apoi p_d cu relaţia (12):

$$p_d = p_{5,10} + p_{15,20} = 0{,}305. \qquad (19)$$

Distribuţia standard a camerei de stingere se calculează cu relaţiile (16) şi rezultă:

$$p_{0,5}^s = 0{,}259, \qquad p_{5,10}^s = 0{,}364,$$

$$p_{10,15}^s = 0{,}240, \qquad p_{15,20}^s = 0{,}136. \qquad (20)$$

În figura 3 se prezintă repartiţia funcţiei de distribuţie obţinută din date, precum şi funcţia de repartiţie raportată la aparatul standard. Diferenţa dintre ele este datorită influenţei probabilităţii p_d.

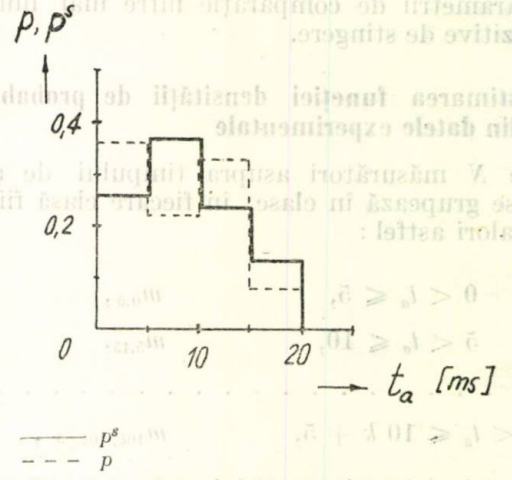


Fig. 3. Densitatea de probabilitate a duratei arcului pentru exemplul considerat.

6. Numărul de măsurători necesare

Pentru a caracteriza un dispozitiv de stingere trebuie făcute cît mai multe măsurători, dar acest lucru este prohibitiv în practică.

Se evaluează numărul minim de măsurători.

Se presupune că aparatul realizează deconectări cu o probabilitate $p_d = 0{,}2$. Pentru a caracteriza comportarea camerei este necesar să se obţină minimum 5—10 manevre, cu separaţia contactelor în intervalul 0—5 ms.

Obţinerea unei deconectări în intervalul 0—5 ms se modelează cu distribuţia binominală, cu parametrii caracteristici $p = 0{,}2$; $q = 1 - p = 0{,}8$.

Se determină apoi numărul de manevre necesare pentru a obţine minimum 5 manevre în intervalul dorit, cu o probabilitate acceptabilă practic, fie $P = 0{,}8$. Matematic aceasta se scrie astfel :

$$P(k \geqslant 5) = 0{,}8 \ ,$$

sau : (21)

$$P(k < 5) = 1 - 0{,}8 = 0{,}2 = \sum_{k \leqslant 5} C_n^5 \, 0{,}2^5 \, 0{,}8^{n-5}.$$

Rezolvarea ecuaţiei (21) se face cu ajutorul tabelelor funcţiei binominale [6] prin încadrare :

$$\text{pentru } n = 30, \quad P(k < 5) = 0{,}427,$$

$$\text{pentru } n = 40, \quad P(k < 5) = 0{,}161.$$

Numărul de manevre va fi, deci, cuprins între 30 şi 40 (de exemplu 36 manevre).

Este evident că, pentru o apreciere cît mai bună a caracteristicilor unui dispozitiv de stingere se pot face 50—100 măsurători ; în primă instanţă însă sînt suficiente 30—40 determinări.

7. Concluzii

Modelarea procesului de stingere a arcului electric s-a făcut prin adoptarea ca variabilă aleatoare a duratei arcului.

Funcţia densităţii de probabilitate p_i a duratei arcului se poate determina din datele experimentale. Ea depinde pentru un acelaşi dispozitiv, de momentul separaţiei contactelor prin probabilitatea p_d.

Raportarea la aparatul standard ($p_d^s = 0{,}5$) elimină acest inconvenient. Funcţia raportată p_i^s depinde numai de dispozitivul de stingere, putînd servi la caracterizarea eficacităţii sale. Din practică se ştie că un dispozitiv de stingere eficient (cu durata de viaţă electrică mare) întrerupe la prima sau cel mult la a doua trecere prin zero a curentului, adică $t_a < 20$ ms.

În raport cu acest criteriu, un dispozitiv pentru care rezultă din date o probabilitate de depăşire a valorii de 20 ms :

$$\text{Prob}\,(t_a^F < 20 \text{ ms}) = \sum_{t_a > 20 \text{ ms}} p_i^s = 1 - \sum_{t_a < 20 \text{ ms}} p_i^s , \tag{22}$$

de valoare relativ mare, de exemplu 0,3 ; poate fi considerat nesatisfăcător. Prin modelarea statistico-matematică a arcului electric se poate, deci, caracteriza cantitativ eficienţa unui dispozitiv de stingere.

Numărul de deconectări pentru o primă evaluare a funcţiei caracteristice a densităţii de probabilitate este relativ redus (30—40 manevre), prin creşterea lui obţinîndu-se evident o creştere a preciziei descrierii fenomenului stingerii arcului.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate electrice — teorie, proiectare încercări. Bucureşti Ed. didactică şi pedagogică, 1972.

[2] *Legros, W.* Mise au point des differents théories d'arc apparaisant dans un disjoncteur. În : Revue E, vol. VII, nr. 1, 1972, p. 1—8.

[3] *Truşcă, V.* Asupra proceselor de stingere a arcului electric în aparatele de comutaţie de joasă tensiune. Teză de doctorat IPB, 1973.

[4] *Panek, J., Novotny, V., Machek, J.* Die statistische Natur des Abschaltprozesses und die Methodik der Schaltgerateprüfung. Wiss-techn. Mitt Inst. Prüffeld elektr. Hochleistungstechnik. nr, 6. 1967, pag. 14—21.

[5] *Popescu, M.* Referat documentar privind stadiul actual al problemei stingerii arcului electric. Referat de doctorat I.P. Buc. 1976.

[6] *Panaite, V.* Statistică tehnică şi calitatea produselor. Îndrumar de lucrări practice-Lit. I.P. Bucureşti, 1974.

[7] *Maynard, H.B.* Manual de inginerie industrială. Vol. I. Ed. tehnică, Bucureşti, 1975.

[8] *Sachs, L.* Angewandte Statistik. Springer-Verlag. Berlin Haidelberg-New York, 1974,

[9] *Rieder, W.* Plasma und Lichtbogen. Viewerg & Sohn, Braunschweig, 1967.

[10] *Steel, I.G., Swift-Hook, D.T* Statistics of circuit-breaker performance. In : Proc. I.E.E., **117**, Nr. 7, 1970, p. 1337—1345.

[11] *Braun, A.* Validity of unit testing on circuit breakers, exhibiting statistically varying breaking capacity com. 13 SC 24. CIGRE, 1971.

[12] *Kaplan, V. V., Naşatir, V. M.* Metodika statisticeskaia obrabotki rezultatov issledovania otkliuciaiuşcei sposobonsti visokovoltnih vikliuciatelei. In : Electricestvo, nr. 11, 1964, pag. 58—62.

CZ 621.314:621.319.43

INVERTOR CU SARCINĂ RLC
CONDENSATOR SERIE
TIRISTOARE

Invertor cu sarcină *RLC* serie pentru alimentarea instalațiilor de încălzire prin inducție

Mircea Chindriș* — Cluj-Napoca

Diversitatea instalațiilor de încălzire prin inducție folosite în industrie (la topire, încălzire, călire, sudare etc.), au determinat dezvoltarea și diversificarea surselor de alimentare în medie frecvență ale acestora. În domeniul 0,5—10 kHz, după anul 1950 s-au impus convertoarele statice de frecvență cu tiristoare. Avantajele pe care le prezintă acestea [3], precum și mărirea continuă a domeniilor de aplicare și a performanțelor obținute, au condus la înlocuirea tot mai rapidă a convertizoarelor rotative (grup motor + generator) cu convertoare statice.

Din multitudinea de tipuri constructive existente, convertoarele utilizînd invertoare cu circuit oscilant comandate de sarcină s-au impus ca soluție optimă. Principiul de funcționare a acestor convertoare este descris în literatura de specialitate [2], [5], [6].

Lucrarea prezintă studiul analitic al invertorului în punte monofazată, debitînd pe o sarcină compensată cu condensator serie (invertor „alimentat cu tensiune constantă") și analizează influența pe care o au proprietățile tiristoarelor folosite asupra performanțelor obținute (frecvență, formă de undă și randament). Rezultatele obținute sînt verificate experimental.

1. Studiul analitic al invertorului

Pentru rezolvarea sistemului de ecuații diferențiale ce caracterizează funcționarea invertorului se fac o serie de ipoteze simplificatoare care, deși introduc erori (mici de altfel), înlătură necesitatea rezolvării unor ecuații de gradul patru în domeniul imagine :

— se consideră că tensiunea la intrarea invertorului este riguros constantă (alimentarea se face de la o sursă de tensiune de impedanță interioară nulă) ;

— se neglijează căderile de tensiune pe ventile ;

— elementele semiconductoare se consideră ideale (se neglijează comutația).

Studiul se face pe baza schemelor din figura 1 și comportă două etape de calcul calitativ deosebite : prima analizează semiperioada de după comanda de pornire a invertorului, caracterizată prin lipsa condițiilor inițiale pe condensator și bobină ; a doua analizează comportarea în funcționare normală a invertorului (există condiții inițiale pe condensator și bobină).

a. *Etapa I—i*

Presupunînd că la $t = 0$ sînt comandate tiristoarele T_1 și T_3, conform figurii 1*b* se poate scrie :

$$Ri_s + L_e \frac{di_s}{dt} + \frac{1}{C}\int i_s \, dt = U_d, \qquad (1)$$

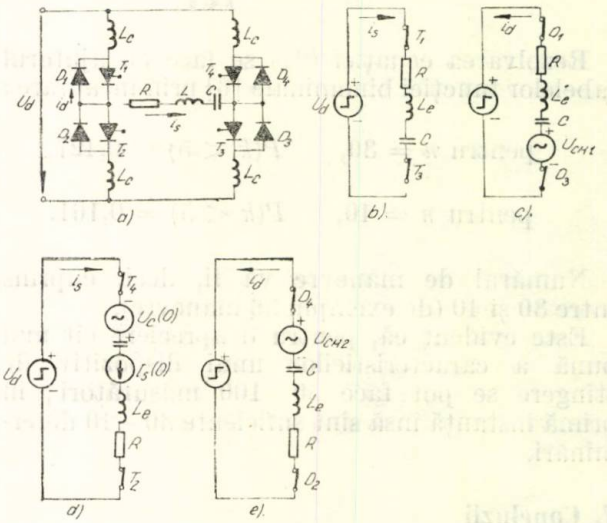


Fig. 1. Invertorul în punte cu sarcină serie
a — schema electrică ; b, c — schema echivalentă pentru etapa I de calcul ; d, e — schema echivalentă pentru etapa a II-a de calcul.

în care L_e reprezintă inductivitatea echivalentă a inductanței L de sarcină și a inductanțelor L_C de comutație. Ecuația se poate rezolva prin metoda operațională, soluția în domeniul imagine rezultînd :

$$\mathfrak{L}(i_s) = I_s(p) = \frac{U_d}{L_e\left(p^2 + \frac{R}{L_e}\,p + \frac{1}{CL_e}\right)}. \qquad (2)$$

Dacă se introduc notațiile :

$$\delta = \frac{R}{2L_e} \qquad (3)$$

* Ing. *Chindriș M.* este asistent la Catedra de utilizări-automatică a I. P. Cluj-Napoca.

și :

$$\omega^2 = \frac{1}{L_e C} - \delta^2 = \omega_0^2 - \delta^2,$$

punînd condiția $\omega^2 > 0$, care este îndeplinită de circuitele reale, prin transformare inversă se obține expresia :

$$i_s(t) = \frac{U_d}{\omega L_e} e^{-\delta t} \sin \omega t, \tag{4}$$

care arată că invertorul lucrează în regim oscilant amortizat, periodic.

Pentru a determina momentele trecerii curentului prin zero, se rezolvă ecuația :

$$i_s(t) = 0, \tag{5}$$

obținîndu-se o soluție de forma :

$$t = \frac{k\pi}{\omega}. \tag{6}$$

Curentul de sarcină atinge valoarea maximă la un timp t_1 care este o soluție a ecuației :

$$\frac{di_s}{dt} = 0. \tag{7}$$

După derivare și rezolvarea ecuației trigonometrice obținute, rezultă :

$$t_1 = \frac{\alpha}{\omega} + \frac{k\pi}{\omega}, \tag{8}$$

în care $\alpha = \text{arc tg} \frac{\omega}{\delta}$. Se observă ușor că valorile maxime nu se mai găsesc la mijlocul intervalului dintre două treceri prin zero, ca în cazul funcțiilor periodice simple. Într-adevăr, considerînd prima alternanță ($k = 0$), curentul prin sarcină are un maxim :

$$I_{sM1} = \frac{U_d}{\omega L_e} e^{-\delta \frac{\alpha}{\omega}} \sin \alpha, \tag{9}$$

la timpul :

$$t_1 = \frac{\alpha}{\omega}. \tag{10}$$

Cunoscînd expresia curentului de sarcină, prin operații matematice cunoscute, se pot determina tensiunea la bornele sarcinii ($R + L$) și, respectiv, tensiunea la bornele condensatorului de compensare :

$$u_s(t) = \frac{U_d}{\omega L_e} e^{-\delta t} [\omega L_e \cos \omega t + (R - \delta L_e) \sin \omega t], \tag{11}$$

$$u_c(t) = U_d \left[1 - e^{-\delta t} \left(\frac{\delta}{\omega} \sin \omega t + \cos \omega t\right)\right]. \tag{12}$$

Pentru a afla maximele tensiunii pe condensator, se rezolvă ecuația :

$$\frac{du_c}{dt} = 0, \tag{13}$$

obținîndu-se soluții de forma :

$$t = \frac{k\pi}{\omega}. \tag{14}$$

Se observă că primul maxim a lui $u_c(t)$ coincide cu prima trecere prin zero a curentului de sarcină și are expresia :

$$U_{CM1} = U_d (1 + e^{-\delta \frac{\alpha}{\omega}}) > U_d. \tag{15}$$

În acest moment $\left(t_2 = \frac{\pi}{\omega}\right)$, tiristoarele T_1 și T_3 ies din conducție, iar condensatorul C începe să se descarce prin diodele de curent invers D_1 și D_3, curentul de sarcină schimbîndu-și sensul. Această circulație de curent are loc pînă ce tensiunea pe condensator devine egală cu tensiunea de intrare în invertor, cînd diodele se blochează. Din condițiile impuse, se determină analitic momentul blocării :

$$t_3 = \frac{2\pi - \alpha}{\omega}. \tag{16}$$

Curentul de descărcare se calculează tot prin metoda operațională, folosind schema echivalentă dată în figura 1c. După calcule, care nu ridică dificultăți deosebite, se obține :

$$i_d(t) = -\frac{U_{CM1} - U_d}{\omega L_e} e^{-\delta t} \sin \omega t, \tag{17}$$

semnul minus indicînd schimbarea sensului de trecere a curentului prin sarcină.

b. *Etapa a II-a*

Pentru studiul acestei etape se presupune că la un timp $t_c \in (t_2, t_3)$ se comandă tiristoarele T_2 și T_4, în această situație fiind valabile următoarele condiții inițiale pe condensator și bobină (figura 1d) :

$$U_c(0) = u_c(t_c),$$
$$\text{și :} \tag{18}$$
$$_s(0) = i_d(t_c).$$

Procedînd ca în etapa I, pentru curentul prin sarcină se obține :

$$i_s(t) = \frac{U_d - U_c(0)}{\omega L_e} e^{-\delta t} \sin \omega t + I_s(0) e^{-\delta t} \left(\cos \omega t - \frac{\delta}{\omega} \sin \omega t\right); \tag{19}$$

Pentru a simplifica această relație, considerăm că tiristoarele T_2 și T_4 sînt comandate la timpul t_3; în această ipoteză condițiile inițiale sînt:

$$U_c(0) = U_d, \qquad I_s(0) = 0. \tag{20}$$

Ținînd cont de relația (20), expresia (19) devine:

$$i_s(t) = -\frac{2U_d}{\omega L_e} e^{-\delta t} \sin \omega t, \tag{21}$$

semnul minus avînd aceeași semnificație ca în relația (17).

Considerînd ca origine a timpului pentru această etapă timpul t_3, se pot face pe baza considerațiilor prezentate, următoarele observații:

— curentul de sarcină are valoarea maximă la timpul $t_4 = \frac{\alpha}{\omega}$ și trece prin zero la timpul $t_5 = \frac{\pi}{\omega}$;

— tensiunea la bornele sarcinii este:

$$u_s(t) = -\frac{2U_d}{\omega L_e} e^{-\delta t}[\omega L_e \cos\omega t + (R - \delta L_e)\sin\omega t], \tag{22}$$

iar la bornele condensatorului:

$$u_C(t) = -2U_d\left[1 - e^{-\delta t}\left(\frac{\delta}{\omega}\sin\omega t + \cos\omega t\right)\right] + U_d. \tag{23}$$

Tensiunea pe condensator are valoarea maximă la timpul $t_5 = \frac{\pi}{\omega}$ și apoi scade la valoarea $-U_d$ la timpul $t_6 = \frac{2\pi - \alpha}{\omega}$. Curentul de descărcare a condensatorului prin diodele D_2 și D_4 (începînd din momentul t_5) se poate determina din schema operațională dată în figura 1e:

$$i_d(t) = \frac{U_{CM2} - U_d}{\omega L_e} e^{-\delta t} \sin \omega t. \tag{24}$$

Expresiile obținute sînt valabile pe tot parcursul funcționării invertorului, cu observația că semnul relațiilor (21), (22) și (23) se va schimba în fiecare alternanță.

2. Influența tiristoarelor asupra performanțelor invertorului

Invertorul în punte monofazată alimentînd o sarcină compensată cu condensator serie, face parte din clasa mutatoarelor la care comutația ventilelor statice (tiristoare) este realizată de sarcină. Condensatorul C are dublul rol de a asigura atît compensarea sarcinii (care lucrează în mod obișnuit la un factor de putere $\cos\varphi = 0{,}1 \ldots 0{,}3$), cît și energia reactivă necesară comutației tiristoarelor din brațele invertorului.

După cum rezultă din relația (4), circuitul format de sarcină și condensator, lucrînd în regim oscilant amortizat periodic, asigură trecerea prin zero a curentului ce parcurge ventilele în conducție, condiție indispensabilă pentru realizarea comutației. Bateria de condensatoare este astfel calculată încît să determine un defazaj capacitiv γ între curent și tensiune la bornele sarcinii (fig. 2). Aceasta face ca după ieșirea din conducție a tiristoarelor (timpul t_2), ele să fie polarizate invers un timp t_i (timpul pînă la comanda tiristoarelor

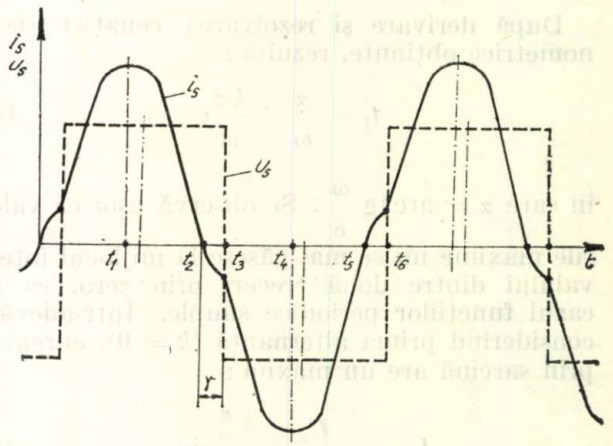


Fig. 2. Formele de undă ideale ale tensiunii și curentului de sarcină.

din brațul opus) a cărui expresie este:

$$t_i = \frac{\gamma}{\omega_l} = \frac{\gamma}{2\pi f_l}, \tag{25}$$

în care ω_l și f_l sînt pulsația, respectiv frecvența de lucru a invertorului.

Timpul de polarizare inversă t_i trebuie luat mai mare decît timpul de revenire t_q al tiristoarelor folosite, pentru a avea certitudinea blocării tiristoarelor în cazul reducerii accidentale a defazajului existent. În general se folosește [9]:

$$t_i = 1{,}2\ t_q + 5,\ \mu, s \tag{26}$$

sau :

$$t_i = (1{,}2 \ldots 2)\, t_q, \ \mu s.$$

În cazul în care condiția $t_i > t_q$ nu este respectată, în momentul comenzii tiristoarelor care urmează să intre în conducție, cele care au ieșit din conducție se deschid din nou, determinînd intrarea în scurtcircuit a invertorului.

Existența unui defazaj capacitiv, impune ca energia acumulată în condensator să fie mai mare decît cea din sarcină :

$$Q_C > Q_L, \qquad 27)$$

adică :

$$\frac{I_s^2}{\omega_l C} > \omega_l^2 I_s^2 L_e. \qquad (28)$$

Din relația (28) rezultă : $\frac{1}{L_e C} > \omega_l^2$,

sau, ținînd cont de relațiile (3) :

$$\omega_l < \omega_0. \qquad (29)$$

Relația (29) arată că pentru o funcționare corectă, pulsația de lucru trebuie să fie mai mică decît pulsația de rezonanță a circuitului oscilant serie format din bobina L și condensatorul C.

Se poate concluziona deci, că proprietățile tiristoarelor folosite și în primul rînd timpul de refacere t_q, au o influență importantă asupra performanțelor invertorului. Într-adevăr, din relațiile (25) și (26) rezultă că odată cu creșterea lui t_q, trebuie să crească și unghiul de defazaj γ la aceeași frecvență de lucru, observație valabilă și pentru creșterea frecvenței de lucru, la un timp t_q dat. Unghiul de fază al sarcinii poate varia (teoretic) între 0 și $\pi/2$, cu observația că la $\gamma = 0$ puterea utilă ($P = U_s I_s \cos \gamma$) este maximă, iar la $\gamma = \pi/2$ puterea utilă este zero.

Din punct de vedere al puterii active dezvoltate în sarcină, este preferabil ca defazajul capacitiv γ să fie cît mai mic, adică frecvența de lucru să fie cît mai apropiată de frecvența de rezonanță. Pe măsură ce frecvența invertorului crește, se reduce însă timpul de polarizare inversă a tiristoarelor ; la un moment dat el va fi atît de redus încît nu va mai asigura recîștigarea capacității de blocare a tensiunii anodice pozitive de către tiristoarele care au condus. Deoarece fenomenul ar conduce la scurtcircuitarea invertorului, se prevede un circuit de protecție care să nu permită coborîrea lui γ sub o valoare limită prescrisă.

Polarizarea inversă este asigurată prin intrarea în conducție a diodelor de curent reactiv. În cazul folosirii unor tiristoare cu timp de refacere mare, timpul de polarizare inversă va depăși timpul de conducție a diodelor, avînd ca rezultat intrarea invertorului în regim de conducție întreruptă. Fenomenul este cu atît mai evident cu cît frecvența de lucru este mai mare.

Din analiza observațiilor făcute mai sus, se pot trage următoarele concluzii :

— timpul de refacere a tiristoarelor influențează atît randamentul instalației, cît și forma de undă a tensiunii pe sarcină ;

— pentru a se putea realiza frecvențe cît mai ridicate, tiristoarele utilizate trebuie să aibă un timp de refacere cît mai redus.

3. Verificări experimentale

S-a realizat practic invertorul prezentat în figura 3, utilizîndu-se tiristoare tip T 508 fabricate la IPRS Băneasa. Inductanța L_{12} și condensatorul C_{12} formează un filtru în Γ, preluînd și variațiile de energie determinate de caracterul pulsator al sarcinii. Protecția la supratensiuni a tiristoarelor este asigurată de grupurile R_1, C_1, iar L_c limitează panta de creștere a curentului la valori admise.

Amorsînd tiristoarele T_1 și T_3, în circuitul de sarcină va apare o oscilație amortizată. Trecerea prin zero a curentului de sarcină este sesizată de circuitul de reacție CR, care transmite informația dispozitivului de comandă DC. După timpul t_i sînt comandate tiristoarele

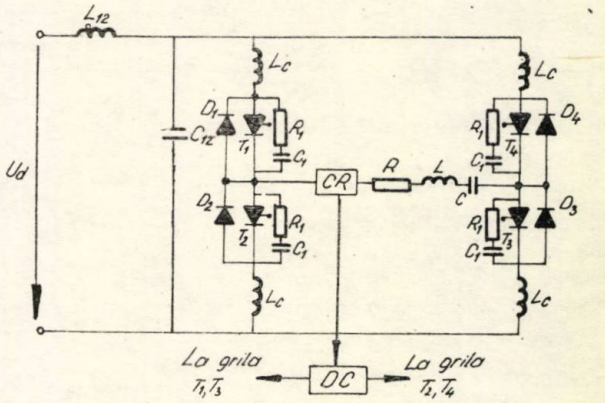
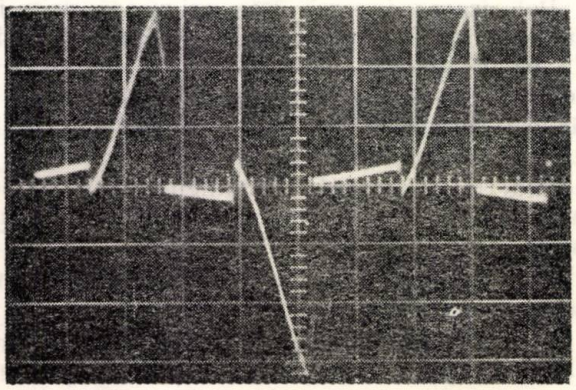


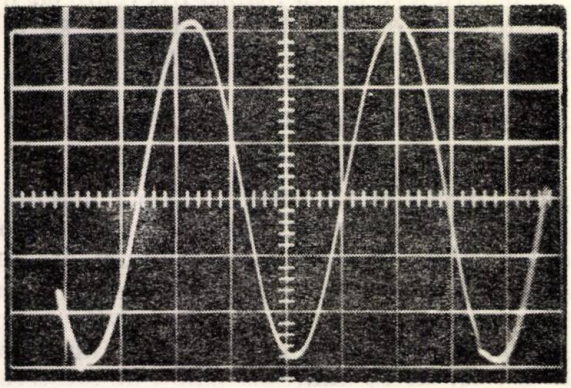
Fig. 3. Schema invertorului realizat.

T_2 și T_4, energia necesară acoperirii pierderilor din sarcină fiind absorbită de la sursa de c.c.

Pentru a observa influența timpului de refacere a tiristoarelor ($t_q = 100$ μs) s-au folosit două circuite de sarcină, primul lucrînd la frecvența $f_1 = 926$ Hz, iar al doilea la frecvența $f_2 = 271$ Hz. Oscilogramele mărimilor carac-



a)



b)

Fig. 4. Formele de undă ale tensiunii pe sarcină : a) $f = 926$ Hz b) $f = 271$ Hz.

teristice sînt prezentate în figura 4, datele experimentale obținute confirmînd justețea rezultatelor teoretice prezentate anterior.

Bibliografie

[1] *Antoniu, I.S.* Bazele electrotehnicii vol I—II. București, E.D.P., 1973.

[2] *Comșa, D., Chindriș, M.* Asupra unui convertor de medie frecvență cu tiristoare cu compensarea serie a sarcinii. Comunicare la Sesiunea științifică a Universității Craiova, 1976.

[3] *Comșa, D., Maier, V., Chindriș, M.* Convertoare de medie frecvență pentru alimentarea cuptoarelor electrice de inducție. Comunicare la Sesiunea științifică a ICPET, București, 1977.

[4] *Golde, E., Lehmann, G.* Schwingkreisumrichter für induktive Erwärmung. In : „AEG-Mitteilungen" **56**, nr. 7, 1966.

[5] *Pelly, B.R.* Latest developments in static high frequency power sources for induction heating. In : I.E.E.E. Trans. on Industrial Electronics and Contr. Instr, vol. **I.E.C.I. 17**, No 4, June, 1970.

[6] *Reboux, J.* L'onduleur moyenne fréquence dans les traitements thermiques superficiels. In : Traitement thermique nr. 81, ian, 1974.

[7] *Sandu, D.D.* Dispozitive și circuite electronice. București, E.D.P., 1975.

[8] *Seulen, G. W., Matthes, H. G.* Umrichtergespeiste Induktionsschmelzöfen zur Rationalisierung des Erschmelzens von Stahlguss. In : Giesserei, Heft 11, Juni, 1972.

[9] *Seulen, G. W., Springob, L., Kayser, E. D.* Der Thyristorumrichter für die Erzeugung von Mittelfrequenzen in der Induktionswärmetechnik. In : TZ für praktische Metalbearbeitung, 63 Jahrg, Heft 3, 1969.

T. kör: En. **CÍMFORDÍTÁS**

ETO:

Magyar cím: Könyvismertetés.

Eredeti cím: (Recenzii.

)

SZERZŐ(K): – STANCIU, V.

Folyóirat: = Electrotehnica Electronica Automatica

Folyóirat röv. címe: =

26 k. 2 sz. 1978 febr. n. /érk._____/ p. 75 - _____,

á: –, t: –, b: –, f: 3

. Florin Teodor TAMASESCU és Radu CRAMARIUC 1977-ben megjelent Electrostatica in Tehnica cimü könyvének ismertetése.

T: Referáló neve: Victor. Lektor:

En.

Könyvismertetés.

Recenzii.

STANCIU, V.

Electrotehnica Electronica Automatica

26 2 78 febr. 75

\- - - 3

Florin Teodor TANASESCU és Radu CRAMARENUC 1977-ben megjelent Electrostatica in Tehnica cimü könyvének ismertetése.

Victor.

RECENZII

FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, RADU CRAMARIUC **Electrostatica în tehnică**, Bucureşti, Editura tehnică 1977.

Recent, Editura tehnică a pus la dispoziţia specialiştilor o nouă şi interesantă lucrare, tratînd un domeniu cu implicaţii tehnico-economice deosebite, acela al unor tehnologii moderne neconvenţionale, bazate pe aplicaţii ale electrostaticii, sub titlul „Electrostatica în tehnică" a căror autori, dr. ing. Florin Tănăsescu şi dr. ing. Radu Cramariuc, sînt bine cunoscuţi specialiştilor din ţară şi străinătate prin lucrările lor în acest domeniu, pe care, în decursul unui deceniu, l-au îmbogăţit cu noi rezultate şi contribuţii.

Modul în care a fost primită cartea de cititori, solicitarea sa încă de la prima apariţie în librării, dovedesc atît un viu interes ştiinţific pentru un domeniu tehnologic *relansat*, cît şi opţiunea specialiştilor spre acele lucrări ce comunică date utile, capabile a fi aplicate din plin în procesul de modernizare a fabricaţiei, proces în care o *tehnologie bine elaborată*, poate da răspuns la tot ceea ce este legat de performanţă, calitate, economicitate.

Din acest punct de vedere capitolele lucrării răspund concret unor aplicaţii tehnologice, care deschid căile unor utilizări spectaculoase. Dacă tehnologiile de filtrare electrostatică a gazelor ne sînt cunoscute, însăşi ţara noastră fiind un producător de electrofiltre, unele realizate chiar în concepţia unor specialişti de la ICPE, există alte familii de tehnologii cu certe premise de a fi aplicate în curînd, ca spre exemplu *pudrările* suprafeţelor pe cale electrostatică, a proceselor de separare a minereului pe cale electrostatică, a climatizării sarcinilor electrostatice înmagazinate pe materiale izolante, domenii în care autorii înşişi lucrează în Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică şi unde a fost elaborat, ulterior predării manuscrisului la editură, prototipul unor instalaţii de pudrare, al unor neutralizatoare sau dispozitive de separare electrostatică a nisipurilor.

Lucrarea este structurată pe opt capitole echilibrate, primele trei concentrînd elementele teoretice ce stau la baza echipamentelor ce vor fi dezvoltate ulterior. Partea teoretică este redusă la strictul necesar înţelegerii principiilor şi mecanismelor ce guvernează o serie de tehnici ce vor fi dezvoltate ulterior. Este un mod modern de tratare a unui subiect, evitînd prin aceasta o repetare pe parcursul diverselor capitole. *Breviarul unor probleme teoretice ale electrostaticii* ca şi *producerea şi eliminarea sarcinilor electrice*, cumulează noţiuni şi concepte — adesea dispersate, cărora se încearcă să li se dea o anumită continuitate, unitate. Prin această organizare a lucrării, este posibil ca celelalte capitole să aibă un pronunţat caracter ingineresc, să se refere concret la tehnologii şi echipamente ale căror principii şi legi derivă din cele date în primele capitole. Enunţarea capitolelor următoare ale lucrării : *Generatoarele electrostatice; Desprăfuirea şi reţinerea electrostatică a particulelor în suspensie*; *Acoperiri bazate pe principii electrostatice*; *Fotografia în cîmp electrostatic*; *Alte aplicaţii ale electrostaticii*, evidenţiază paleta largă de tematici abordate, din care pot rezulta informaţii utile pentru un larg cerc de specialişti. Mai mult, tehnicile dezvoltate în aceste capitole au un înalt grad de actualitate, generatoarele electrostatice, separatoarele, aparatele de xerografie, fiind încă tehnici de vîrf, cu mecanisme încă incomplet elucidate şi care presupun posibilităţi certe de optimizare, de inovare. Toate acestea fac cu atît mai interesantă, mai utilă lucrarea, în ceea ce priveşte pregătirea specialiştilor pentru tehnologii viitoare, sau a constructorilor de echipamente cărora să le furnizeze informaţii utile.

Autorii dovedesc nu numai o excelentă cunoaştere a domeniului — aproape 250 referinţe bibliografice — dar şi o mare capacitate de sinteză a ceea ce este realmente de reţinut, la care se adaugă contribuţiile personale valoroase atît cu caracter teoretic, cît şi experimental, fapt ce conferă cărţii ţinută, inscriind-o printre puţinele publicaţii de acest gen, ce tratează astfel un domeniu de viitor.

Îmi exprim convingerea că apariţia acestei lucrări — într-un cincinal în care revoluţia tehnico-ştiinţifică se va înfăptui pe baza unor tehnologii de mare eficienţă tehnico-economică, va găsi ecoul dorit în rîndul specialiştilor, pregătindu-i din timp cu tehnicile pe care, cu siguranţă, le vor aplica în următorii ani.

Dr. ing. *Valerius Stanciu*

Indicații redacționale

Manuscrisele trimise spre publicare se organizează în două dosare separate: text și figuri. Tot materialul se trimite în două exemplare, original și copie carbon sau xerox.

Textul *lucrării se compune din părțile specificate în continuare; acestea, urmînd drumuri diferite în tipografie, se scriu fiecare pe pagini separate.*

- Titlul, numele autorilor, adresele autorilor, rezumat scurt (maximum 30 cuvinte), cuvinte-cheie (maximum 3) și cod de clasificare zecimală (CZ), *funcția și locul de muncă ale autorilor — totul pe o singură pagină dactilografiată la două rînduri.*

- Textul de bază — *maximum 15 pagini dactilografiate pe o singură față a hîrtiei (format A4), la două rînduri. Locul figurilor în text (pentru tipărire) se marchează pe marginea din stînga a hîrtiei, prin scrierea numărului de ordine al acestora. Referirile bibliografice se fac în paranteze drepte, în ordinea apariției în text. Macheta sistematizării textului de bază este următoarea:* Introducere; 1. Capitol; 2. Capitol, ..., n. Concluzii; Anexe; Bibliografie.

- Bibliografia — *pe pagină separată, dactilografiată la 2 rînduri, cu numerotare în ordinea referirii în text și cu respectarea formatului de mai jos (exemple pentru articol de revistă, carte și teză de doctorat).*

  [1] *Vladimirescu, A. Calculator-Aided Design of MOS Integrated Circuits. În: IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC—10, nr. 3, 1975, p. 151—160.*

  [2] *Bulucea, C., Vais, M. și Profeta, H. Circuite integrate liniare. București, Editura tehnică, 1976.*

  [3] *Rusu, A. Teză de doctorat, Institutul politehnic-București, 1975.*

- Legendele la figuri — *pe pagină separată, dactilografiată la două rînduri.*

Figurile lucrării, *în număr de maximum 10 la maximum de pagini text, se desenează și se scriu în tuș, pe calc, cu respectarea STAS-urilor în vigoare. Redacția revistei nu mai face nici o prelucrare a desenelor originale, ele fiind reproduse fotografic, cu coeficienți de reducere între 0,4 și 0,8. Autorii sînt rugați să țină seama de această reducere la confecționarea desenului original, care nu trebuie să depășească însă formatul A4; în mod special se atrage atenția asupra scrisului pe figuri care, pentru cea mai bună prezentare a lucrării, se așteaptă să fie făcut cu șablonul de 3,5 mm (corespunzător coeficientului de reducere 0,4). Imprimantele de calculator și fotografiile (oscilograme, microfotografii etc.) trebuie să fie de mare claritate și contrast, ele urmînd a fi prelucrate fără retușare în tipografie.*

★

Autorii sînt rugați să acorde o atenție deosebită clarității întregii lucrări. Ei trebuie să aibă tot timpul în minte faptul că dificultățile subiectului tratat îi pun probleme, oricum, cititorului, astfel că este de datoria lor să nu îi solicite acestuia efort suplimentar pentru descifrarea unei lucrări greoaie sau confuze etc.

1978 MAJ 2 5

E 2040

Victor A.

REFERÁLVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 26 • Nr. 3 • APRILIE 1978

CAS-ICCE/1978

Conferința anuală de semiconductoare a institutului de cercetări pentru componente electronice

12–14 octombrie 1978

CAS va constitui un forum de prezentare și dezbatere a contribuțiilor și realizărilor valoroase și originale în domeniul electronicii semiconductoarelor.

Programul va conține lucrări curente, lucrări invitate și două mese rotunde cu caracter informațional.

Pe durata celor trei zile va funcționa un stand de produse, cataloage și publicații ale ICCE.

Prezentarea lucrărilor se va face în două etape și anume:

Etapa I: rezumate (termen de prezentare 30 martie 1978)

Etapa a II-a: lucrări (termen de prezentare 30 iunie 1978)

Secțiunile conferinței:

— CIRCUITE INTEGRATE (proiectare, modelare, tehnologie);

— DISPOZITIVE DISCRETE (proiectare, modelare, tehnologie);

— APLICAȚII.

Atît rezumatele, cît și lucrările complete se vor trimite, în termenele stabilite, tovarășului BRĂDĂU FLORIAN la tel. 33 30 40, ICCE, str. Erou Iancu Nicolae, nr: 32 B, sector 2, 72996—București.

Talonul de participare și informații referitoare la conferință se obțin de la aceeași adresă.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 26 Nr. 3 aprilie 1978

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.313.333

MOTOARE ASINCRONE
CORELARE PUTERI-DIMENSIUNI
OPTIMIZARE

Răduţi, C. : **Asupra motorului C.E.I.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 3, apr 1978, p. 77

În articol sînt prezentate preocupările actuale pentru elaborarea unei noi serii de motoare electrice asincrone cu rotorul în scurtcircuit, standardizată pe plan internaţional. Se fundamentează părerea că optimizarea acestor motoare nu trebuie imperativ legată de modificarea corelării puteri-dimensiuni şi că, în orice caz, această modificare este, în primul rînd, o chestiune de decizie comună a constructorilor şi utilizatorilor şi nu în mod particular a fabricanţilor de motoare electrice.

CZ 658.562 : 621.004.64

EVALUAREA FIABILITĂŢII
RECUNOAŞTEREA FORMELOR
TEORIA INSTRUIRII
LISTE DE DATE
NOTAŢII POLISH

Căluncanu, V. M., Bacivarof, I. C., Bacivarof, A. B. : **Evaluarea fiabilităţii sistemelor complexe utilizînd recunoaşterea formelor şi teoria instruirii.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 3, apr 1978, p. 81

Lucrarea prezintă o metodologie de evaluare a fiabilităţii sistemelor, bazată pe reducerea succesivă a arborelui logic de fiabilitate prin indentificarea structurilor — recunoaşterea formelor — sale. Sînt analizate posibilităţile de îmbunătăţire a evaluării fiabilităţii sistemelor complexe utilizînd teoria instruirii.

CZ 621.313.322 – 81 : 621.3.078

TURBOGENERATOARE DE MARE PUTERE
REGLARE AUTOMATĂ
SEMNALE ADIŢIONALE DE UNGHI

Corlăţeanu, V., Chiru, D. A. : **Utilizarea semnalelor adiţionale de unghi în sistemul de reglaj automat al turbogeneratoarelor de mare putere.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 3, apr 1978, p. 87

Lucrarea analizează sistemul de reglare automată a tensiunii turbogeneratoarelor de mare putere şi propune adăugarea unor semnale adiţionale, funcţie de unghiul intern în sistemul de reglaj şi dispozitivul de realizare a acestuia.

CZ 621.3.024 : 621.316.53

CONTACTOARE DE C.A.
CIRCUITE INDUCTIVE DE C.C.
CERCETĂRI EXPERIMENTALE

Suciu, I., Vasilicivici, Al., Moldovan, L. : **Cercetări experimentale privind utilizarea contactoarelor de curent alternativ indigene la comutaţia circuitelor inductive de curent continuu.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 3, apr 1978, p. 92

În lucrare se prezintă rezultatele încercărilor experimentale, privind posibilitatea folosirii contactoarelor de c.a. indigene la comutaţia circuitelor de c.c., cu sarcină slab inductivă, evidenţiindu-se concluzii practice pentru exploatare, în condiţii de fiabilitate.

CZ 621.3.013 : 621.3.052

CONCENTRATOR DE CÎMP
DEFORMARE ELECTROMAGNETICĂ
CÎMP ELECTROMAGNETIC

Şerbănescu, M. : **Concentratorii de cîmp şi energia de utilizare.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 3, apr 1978, p. 99

Se studiază comparativ, din punct de vedere al eficienţei şi al valorii maxime a inducţiei magnetice realizate, principalele tipuri de concentratori de cîmp utilizaţi la deformarea electromagnetică.

CZ 621.374.3 : 681.31

CIRCUIT DE CALE
FRECVENŢE DE LUCRU
CONSUM DE ENERGIE
IMPULSURI DE TENSIUNE

Iancu, O., Boicu, I. : **Răspunsul circuitului de cale cu semnal de control în impulsuri de tensiune ridicată.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 3, apr 1978, p. 102

Pentru circuitele de cale cu semnal de control în impulsuri de tensiune ridicată sînt prezentate metodele teoretice de determinare a formei şi valorii curentului prin elementul de comutaţie şi a parametrilor semnalului de recepţie. Exemplele numerice sînt rezolvate pe un calculator FELIX C 256. Calculele permit concluzii privind frecvenţele de lucru şi, implicit, consumul de energie pentru acest tip de circuit.

CZ 681.118

CRONOMETRU ELECTRONIC
PROIECTARE
UTILIZARE

Drăgulinescu, M., Dragomirescu, M., Nicolescu, I., Svasta, P., Dragomirescu, O. : **Cronometru pentru competiţii sportive.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 3, apr 1978, p. 107

Se expune realizarea unui cronometru electronic adaptat condiţiilor specifice reuniunilor sportive de sală. Proiectarea are în vedere, utilizarea în exclusivitate a componentelor electronice pe care industria indigenă le pune la dispoziţie. Modul de transmitere şi recepţie a informaţiei se realizează prin utilizarea subansamblelor tipizate specifice tabelei pentru afişarea rezultatelor sportive.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BATRINA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HANGĂNIUC ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. şt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA“ (E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, maşini-unelte şi mecanică fină, apare în cadrul *OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (O.I.D.)*, al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică, *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la *O.I.D.* Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAŢIA“*, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 63 Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei, nr. 64—66 P.O.B.—2001.—Telex. 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.313.333

ДВИГАТЕЛИ АСИНХРОННЫЕ
КОРРЕЛЯЦИЯ МОЩНОСТИ-РАЗМЕРЫ
ОПТИМИЗАЦИЯ

Рэдуци, К.: **Относительно двигателя согласно МЭК.**

E.E.A. – Electrotehnica 26, nr. 3, апр. 1978, стр. 77

В статье предаствлены современные занятия по разработке новой серии асинхронных электродвигателей с короткозамкнутым ротором, стандардизированной в мировом плане. Обосновано мнение, что оптимизация этих двигателей не должно быть обязательно связана с изменением корреляции мощности-размеры и что во всяком случае, это изменение является современным решением строителей и пользующихся а не именно изготовителей электродвигателей.

УДК 658.562 : 621.004.64

ОЦЕНКА НАДЕЖНОСТИ
ПРИЗНАНИЕ ФОРМ
ТЕОРИЯ ОБУЧЕНИЯ
ПЕРЕЧЕНЬ ДАННЫХ
ЗАПИСИ ПОЛИШ

Кэтуняну, В. М., Бачиваров, И. К., Бачиваров А. Б.: **Оценка недежности комплексных систем с использованием признания форм и теории обучения.**

E.E.A. – Electrotehnica 26, nr. 3, апр. 1978, стр. 81

Работа представляет метод оценки надежности систем, основанный на последовательном сокращении логического дерева надежности путём идентификации его структур — признании их форм. Проанализированы возможности улучшения оценки надежности комплексных систем используя теорию обучения.

УДК 621.313.322–81 : 621.3.078

ТУРБОГЕНЕРАТОРЫ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ
РЕГУЛИРОВАНИЕ АВТОМАТИЧЕСКОЕ
СИГНАЛЫ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УГЛА

Корлэцяну, В., Киру, Д. А.: **Использование дополнительных сигналов угла в снетеме автоматического регулирования турбогенераторов большой мощности.**

E.E.A. – Electrotehnica 26, nr. 3, апр. 1978, стр. 87

В работе проанализирована систéма автоматического регулирования напряжения турбогенераторов большой мощности и предлагается добавление некоторых дополнительных сигналов, в зависимости от внутреннего угла в системе регулирования и устройства осуществления этого угла.

УДК 621.3.024 :621.316.53

КОНТАКТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА
ЦЕПИ ИНДУКЦИОННЫЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА
ИССЛЕДОВАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ

Сучу, И., Васильевич, Ал., Молдован, Л.: **Экеспериментальные исследования относительно использования местных контактов переменного тока в коммутации цепей постоянного тока.**

E.E.A. – Electrotehnica 26, nr. 3, апр. 1978, стр. 92

В работе представлены результаты экспериментальных исследований относительно на возможности использования отечественных контактов переменного тока при коммутации цепей постоянного тока, со слабоиндуктивной нагрузкой и выделяются практические выводы по эксплуатации в условиях надежности.

УДК 621.3.013 : 621.3.052

КОНЦЕНТРАТОРЫ ПОЛЯ
ДЕФОРМАЦИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ
ПОЛЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ

Шербэнеску, М.: **Концентраторы поля и использующая энергия.**

E.E.A. – Electrotehnica 26, nr. 3, апр. 1978, стр. 99

Исследуется сравнительно, с точки зрения эффективности и максимальной величины осуществленной магнитой индуктивности, главные типы концентраторов поля, использованых в электромагнитной деформации.

УДК 621.374.3 : 681.31

ЦЕЛЬ ПУТЕВАЯ
ЧАСТОТЫ РАБОТА
РАСХОД ЭНЕРГИИ
ИМПУЛЬСЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Янку, О., Бойку, И.: **Ответ путевой цепи со сигналом контроля импульсов повышенного напряжения.**

E.E.A. – Electrotehnica 26, nr. 3, апр. 1978, стр. 102

Для путевых цепей с контрольным сигналом в импульсах повышенного напряжения предусмотрены теоретические методы определения формы и величины тока посредством коммутационного элемента и параметров сигнала приёма. Цифровые примеры решены на вычислительной машине Феликс С 256. По расчётам делаются выводы относительно рабочих частот и значит расхода энергии для этого типа цепи.

УДК 681.118

ХРОНОМЕТР ЭЛЕКТРОННЫЙ
ПРОЕКТИРОВАНИЕ
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ

Дрэгулинеску, М., Драгомиреску, М., Николеску, И., Сваста, П., Драгомиреску, О.: **Хронометр для спортивных соревнований.**

E.E.A. Electrotehnica 26, nr. 3, апр. 1978, стр. 107

Описано осуществление электронного хронометра приспособленного специфическим, условиям спортивных соревнований в зале. Проектирование предвидет стопроцентное использование электронных составляющих, поставленных в распоряжении отечественной промышленностью. Образ передачи и приёма информации осуществляется использованием типизированными специфическими узлами для таблиц афиширования спортивных результатов.

INHALT

DK 621.313.333

ASYNCHRONMOTOREN
BEZIEHUNG LEISTUN-
GEN-BEMESSUNGEN
OPTIMIERUNG

Răduți, C.: **Über den I.E.C. — Motor.**

E.E.A. – Electrotehnica 26, nr. 3, Apr. 1978, S. 77.

Die Arbeit behandelt die gegenwärtigen Beschäftigungen zur Ausarbeitung einer neuen Reihe elektrischer Asynchronmotoren mit Kurzschlussläufer, die auf internationaler Ebene standardisiert ist Man begründet die Meinung, dass die Optimierung dieser Motoren nicht unbedingt mit der Anderung der Beziehung Leistungen — Bemessungen in Zusammenhang gebracht werden muss und dass auf alle Fälle diese Änderung in erster Reihe eine Frage der gemeinsamen Entscheidung der Gestalter und Anwender ist und nicht speziell der Hersteller der elektrischen Motoren.

DK 658.562 : 621.004

ABSCHATZUNG DER ZUVERLASSIGKEIT
FORMENERKENNUNG
AUSBILDUNGSTHEORIE
DATENLISTEN
SCHREIBWEISE POLISH

Căluncanu, V. M., Bacivarof, I. C., Bacivarof, A. B.: **Abschätzung der Zuverlässigkeit komplexer Systeme unter Anwendung der Formenerkennung und der Ausbildungstheorie.**

E.E.A. – Electrotehnica 26, nr. 4, Apr. 1978, S. 88

Die Arbeit stellt eine Abwertungsmethodologie der Zuverlässigkeit von Systemen vor, beruhend auf der nacheinanderfolgenden Verminderung der logischen Welle der Zuverlässigkeit durch Identifizierung ihrer Strukturen-Formenerkennung. Es werden die Möglichkeiten der Verbesserung der Zuverlässigkeitsabwertung von komplexen Systemen untersucht, indem man die Ausbildungstheorie anwendet.

DK 621.313.322–81 :621.3.078

HOCHLEISTUNGSTURBOGENERATOR
AUTOMATISCHE REGELUNG
ZUSÄTZLICHE WINKELSIGNALE

Corlăţeanu, V., Chiru, D. A. : **Der Einsatz der zusätzlichen Winkelsignale im automatischen Regelungsystem von Hochleistungsturbogeneratoren.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 3, Apr. 1978, S. 87

Die Arbeit untersucht das automatische Regelsystem der Spannung von Hochleistungsturbogeneratoren und man schlägt das Hinzufügen von zusätzlichen Signalen vor, je nach dem Innenwinkel im Regelsystem und der Vorrichtung zur Durchführung desselben.

DK 621.3.024.621.316.53

WECHSELSTROMEINSCHALTER
INDUKTIVER STROMKREIS
EXPERIMENTELLE UNTERSUCHUNGEN

Suciu, I., Vasilievici, Al., Moldovan, L. : **Experimentelle Untersuchungen zur Anwendung der inländischen Wechselstromeinschalter bei der Umschaltung der Gleichstromkreise.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26** nr. 3, Apr. 1978, S. 92

In diesem Beitrag werden die Ergebnisse der experimentellen Versuche mit Bezug auf die Möglichkeiten der Anwendung von inländischen Wechselstromeinschaltern zur Umschaltung der Gleichstromkreise mit schwacher induktiver Last, vorgestellt, indem man die praktischen Schlussfolgerungen zur Nutzung unter den Bedingungen der Zuverlässigkeit hervorhebt.

DK 621.3.013 : 621.3.052

FELDKONZENTRATOR
ELEKTROMAGNETISCHE VERZERRUNG
ELEKTROMAGNETISCHES FELD

Şerbănescu, M.: **Die Feldkonzentratoren und Nutzungsenergie.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 3, Apr. 1978, S. 99

Man untersucht vergleichend vom Standpunkt der Leistungsfähigkeit und des Höchstwertes der erreichten magnetischen Induktion die Haupttypen der Feldkonzentratoren, die bei der elektromagnetische Verzerrung angewendet werden.

DK 621.374.3 : 681.31

BAHNSTROMKREIS
BETRIEBSFREQUENZ
ENERGIEVERBRAUCH
SPANNUNGSIMPULS

Iancu, O., Boicu, I. : **Antwort des Bahnstromkreises mit Kontrollsignal in Impulsen erhöhter Spannung.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 3, Apr. 1978, S. 102

Für Bahnstromkreise mit Kontrollsignal in Impulsen erhöhter Spannung werden theoretische Bestimmungsmethoden der Form und des Stromwertes durch das Kommutierungselement und der Parameter des Empfangssignals vorgestellt. Numerische Beispiele werden mittels eines Rechners FELIX C 256 gelöst. Die Berechnungen gestatten Schlussfolgerungen betreffend die Betriebsfrequenz und inbegriffen den Energieverbrauch für diese Stromkreistype.

DK 621.118

ELEKTRONISCHER
ZEITMESSER
ENTWURF
ANWENDUNG

Drăgulinescu, M., Dragomirescu, M., Nicolescu, I., Svasta P., Dragomirescu, O. : **Zeitmesser für Sportwettspiele.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 3, Apr. 1978, S. 107

Man stellt die Durchführung eines elektronischen Zeitmessers vor, der den spezifischen Bedingungen der sportlichen Veranstaltungen in Sälen angepasst wurde. Der Entwurf berücksichtigt den Einsatz von ausschliesslich inländischen elektronischen Bestandteilen, welche die Industrie zur Verfügung stellt. Die Art und Weise der Übertragung und des Empfangs der Information erfolgt durch Anwendung von typisierten Einheiten, spezifisch der Tabelle zur Anzeige der Sportergebnisse.

SUMMARY

DC 621.313.333

ASYNCHRONOUS MOTORS
POWERS DIMENSIONS CORRELATION
OPTIMIZATION

Rădufi, C. : **On the I.E.C. standardized motor.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 3, Apr. 1978, p. 77

This paper presents the topical preoccupation for elaborating a new series of shortcircuit rotor electrical asynchronous motors, standardized by the I.E.C. The opinion is proved that the optimization of these motors is not strictly dependent on the modification of the powers-dimensions correlation and that, anyhow, this modification is first of all a matter of common decision of the manufactures and the users and not particularly of the electric motor manufacturers.

DC 658.562 : 621.004.64

RELIABILITY EVALUATION
SHAPES RECOGNITION
INSTRUCTION THEORY
DATA LISTS
POLISH SYMBOLS

Cătuneanu, V. M., Bacivarof, I. C., Bacivarof, A. B. : **Complex system reliability evaluation by using shapes recognition and instruction theory.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 3, Apr. 1978, p. 81

The paper presents a system reliability evaluation methodology, based on the successive reduction of the reliability logical tree by its structures identification — shapes recognition. The improved complex system evaluation possibilities by using the instruction theory are examined.

DC 621.313.322–81 :621.3.078

HIGH-POWER TURBO-GENERATORS
AUTOMATIC CONTROL
ANGLE ADDITIONAL SIGNALS

Corlăţeanu, V., Chiru, D.A : **The use of angle additional signals in the high-power turbo-generators automatic control system.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 3, Apr. 1978, p. 87

The paper examines the high-power turbo-generator voltage automatic control system and suggests adding certain additional signals depending on the control system internal angle and control system constructing device.

DC 621.3.024.621.316.53

A. C. CONTACT MAKERS
D. C. INDUCTIVE CIRCUITS
EXPERIMENTAL RESEARCH

Suciu, I., Vasilievici, Al., Moldovan, L. : **Experimental research regarding the use of the indigenous A.C. contact makers at D.C. circuits switching.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 3, Apr. 1978, p. 92

This paper pesents the results of experimental tests as regards the use of indigenous A. C. contact makers in low inductive load D.C. circuits switching, drawing practical conclusions for exploitation, under reliability conditions.

DC 621.3.013 : 621.3.052

FIELD CONCENTRATOR
ELECTROMAGNETIC DEFORMATION.
ELECTROMAGNETIC FIELD

Şerbănescu, M. : **Field concentrators and utilization energy.**

E.E.A. – **Electrotehnica, 26** nr. 3, Apr. 1978, p. 99

The paper draws a comparison, in point of efficiency and maximum value of the obtained magnetic induction, between the main types of field concentrators used in the electromagnetic deformation.

DC 621.374.3 : 681.31

PATH CIRCUIT
OPERATING FREQUENCY
POWER CONSUMPTION
VOLTAGE IMPULSES

Iancu, O., Boicu, I. : **High-voltage impulses control signal track circuit.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 3, Apr. 1978, p. 102

The paper presents the theoretical methods of determining the current shape and value through the switching element and the reception signal parameters for the high-voltage impulses control signal track-circuits. The numerical examples are solved on a FELIX C 256 computer. The calculation allows drawing conclusions as regards the operating fredquencies and, implicitely, the power consumption for this type of circuit.

DC 618.118

ELECTRONIC TIMER
DESIGN
UTILIZATION

Drăgulinescu, M., Dragomirescu, M., Nicolescu, I., Svasta, P., Dragomirescu, C : **Sports contest timer.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 3, Apr. 1978, p. 107

The paper presents the realization of an electronic timer adapted to the specific conditions of in door sports contests. The design takes into account the utilization of only those electronic components which the indigenous industry can provide. The information transmission and reception is achieved by using typified subensembles specific to sport results display table.

SOMMAIRE

CD 621.313.333

MOTEURS ASYNCHRONES
CORRELATION PUISSANCES-DIMENSIONS
OPTIMISATION

Răduți, C. : **Sur le moteur CEI.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 3, apr. 1978, p. 77

Dans l'article on présente les préoccupations actuelles pour l'élaboration d'une série nouvelle de moteurs asynchrones avec le rotor en court circuit, standardisée sur plan international. On expose l'opinion que l'optimisation des moteurs CEI ne doit pas être rapportée, d'une manière imperative, à la modification de la corrélation puissances-dimensions et que, en tout cas, cette modification est avant tout une question de décision commune des constructeurs et des utilisateurs et non pas des fabricants de moteurs électriques.

CD 658.562 : 621.004.64

ESTIMATION DE LA FIABILITÉ
RECONNAISSANCE DES FORMES
THEORIE DE L'INSTRUCTION
LISTE DES DONNÉES

Căluneanu, V. M., Bacivarof, I. C., Bacivarof, A. B. : **L'évaluation de la fiabilité des systèmes complexes utilisant la reconnaissance des formes et la théorie de l'instruction.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 3, apr. 1978, p. 81

L'ouvrage présente une methodologie d'évaluation de la fiabilité des systèmes, fondée sur la réduction succesive de l'arbre logique de fiabilité par l'identification de ses structures – reconnaissance des formes. On analyse les possibilités d'amélioration de l'estimation de la fiabilité des systèmes complexes utilisant la théorie de l'instruction.

CD 621.313.322–81 : 621.3.078

TURBOGENERATEUR DE GRANDE PUISSANCE
REGLAGE AUTOMATIQUE
SIGNAUX ADDITIONNNELS D'ANGLE

Corlăteanu, V., Chiru, D. A. : **L'utilisation des signaux additionnels d'angle dans le système de reglage automatique des turbogénérateurs de grande puissance.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 3, apr. 1978, p. 87

L'ouvrage analyse le système de reglage automatique de la tension des turbogénérateurs de grande puissance et propose d'adjonction des signaux additionnels, en fonction de l'angle interne dans le système de reglage et du dispositif de réalisation de celui-ci.

CD 621.3.024 : 621.316.53

CONTACTEURS DE C.A.
CIRCUITS INDUCTIFS DE C.C.
RECHERCHES EXPERIMENTALES

Suciu, I., Vasilievici, Al., Moldovan, L. : **Recherches expérimentales concernant l'utilisation des contacteurs de courant alternatif indigène à la commutation des circuits de courant continu.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 3, apr. 1978, p. 92

Dans l'ouvrage on présente les résultats des essais expérimentaux concernant la possibilité d'employer les contacteurs de courant alternatif indigène à la commutation des circuits de courant continu, avec une charge faiblement inductive. On souligne les conclusions pratiques d'exploitation dans des conditions de fiabilité.

CD 621.3.013 : 621.3.052

CONCENTRATEUR DE CHAMP
DEFORMATION ELECTROMAGNETIQUE
CHAMP ELECTROMAGNETIQUE

Şerbănescu, M. : **Concentrateurs de champ et l'énergie de l'utilisation.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 3, apr. 1978, p. 99

On étudie comparativement, les principales types de concentrateurs de champ utilisés à la deformation électromagnetique du point de vue de l'efficience et de la valeur maximum de l'induction magnetique réalisée.

CD 621.374.3 : 681.31

CIRCUIT DE VOIE
FREQUENCE DE TRAVAIL
CONSOMMATION D'ENERGIE
IMPULSIONS DE TENSION

Iancu, O., Boicu, I. : **La réponse du circuit de voie avec le signal de contrôle en impulsions de tension élevée.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 3, apr. 1978, p. 102

Pour les circuits de voie avec le signal de contrôle en impulsions de tension élevée, on présente les méthodes théoriques de détermination des formes et de la valeur du courant par l'élement de commutation et des paramêtres du signal de réception. Les exemples numériques sont résolus à l'aide d'un calculateur Felix C 256. Les calculs permettent des conclusions concernant les fréquences de travail et, implicitement, la consommation de l'energie pour ce type de circuit.

CD 618.118

CHRONOMETRE ELECTRONIQUE
CONCEPTION
UTILISATION

Drăgulinescu, M., Dragomirescu, M., Nicolescu, I., Svasta, P., Dragomirescu, O. : **Chronomètre pour compétitions sportives.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 3, apr. 1978, p. 107

On expose la réalisation d'un chronomètre électronique adapté aux conditions spécifiques des réunions sportives de salle. La conception tient compte de l'utilisation en exclusivité des composantes électroniqes dont l'industrie indigène produit. La manière de transmettre et de récepter l'information est réalisée par l'utilisation des sousensembles typisés, spécifiques pour le panneau d'affichage des résultats sportifs.

CZ 621.313.333

MOTOARE ASINCRONE
CORELARE PUTERI-DIMENSIUNI
OPTIMIZARE

Asupra motorului C. E. I.

CONSTANTIN RĂDUȚI* — București

Redacția își propune o dezbatere a problematicii acestui articol și așteaptă opiniile și sugestiile specialiștilor pe adresa redacției

În articol sînt prezentate preocupările actuale pentru elaborarea unei noi serii de motoare electrice asincrone cu rotorul în scurtcircuit, standardizată pe plan internațional. Pornind de la corelarea între șirul de puteri și șirul de dimensiuni ale înălțimii capului de ax, corespunzătoare normei germane DIN 42673 din aprilie 1964 (tabelul 1), se trec în revistă principalele etape și preocupări pentru realizarea unei noi serii de motoare, cu consumuri de materiale reduse, într-o nouă corelare puteri-dimensiuni și se dă, în tabelul 2, una dintre multele propuneri pentru această corelare. Articolul prezintă însă și dificultățile trecerii la o nouă corelare, legate, în principal, de interschimbabilitatea cu motoarele existente în exploatare. Pe de altă parte se arată că și în condițiile fabricației după norma germană de mai sus — recunoscută aproape în întreaga lume — motoarele au fost în permanență optimizate, scăzîndu-le greutatea la aceeași putere și turație (tabelul 3), de unde apariția unor opinii potrivit cărora nivelele de greutate și economicitate ale motoarelor nu ar fi neapărat legate de înălțimea axului.

În final se fundamentează concluzia că adoptarea unei noi corelări puteri-dimensiuni este în primul rînd o chestiune de decizie comună a constructorilor și utilizatorilor și nu în mod particular a fabricanților de motoare electrice.

1. Generalități

În ultima perioadă de timp se vorbește tot mai mult despre motorul C.E.I., înțelegîndu-se prin aceasta normalizarea, prin Comisia Electrotehnică Internațională, a unei serii unitare de motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit, inclusiv corelarea scărilor de puteri și dimensiuni ale acestora. Asemenea lucrări se desfășoară intens și în cadrul INTERELECTRO, organizație internațională pentru colaborare economică și tennico-științifică în domeniul industriei electrotehnice, din care fac parte 8 țări socialiste.

Normalizarea internațională a motoarelor de inducție trifazate cu rotorul în scurtcircuit prezintă o importanță practică deosebită, ca urmare a răspîndirii lor tot mai largi în cele mai diverse acționări electrice. Această „explozie" a utilizării motoarelor asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit, și, în consecință, a fabricării lor, se datorește avantajelor pe care le oferă asemenea tip de motor, printre care pot fi amintite siguranța deosebită în funcționare, întreținerea ușoară, construcția simplă și robustă, eficiența economică pe unitatea de putere, în comparație cu alte motoare.

Nu este deci de mirare că încă din anul 1950, la o reuniune ținută la Londra, Comisia Electrotehnică Internațională (C.E.I.) prin Comitetul său de studii Nr. 2, (CE— 2), a abordat problema normalizării acestor motoare — și în primul rînd a dimensiunilor de montaj — stabilind că scopul lucrărilor este obținere-interschimbabilității motoarelor fabricate da constructori din diferite țări și de la diverse firme și că un acord trebuie obținut, în prie mul rînd, asupra dimensiunilor de interschimbabilitate, fără nici o referire la puterea nominală a motoarelor.

Reuniuni ulterioare ale CE — 2, ținute la New Delhi în 1960 și Paris în 1963 au condus la redactarea următoarelor recomandări ale C.E.I. :

a. Publicația 72—1 : *Mașini cu fixare pe tălpi, cu înălțimea axului între 56 și 315 mm.*

b. Publicația 72—2 : *Dimensiunile flanșelor cu diametrul exterior între 80 și 1 150 mm.*

Ediția a patra a acestor publicații a apărut în anul 1967. În urma reuniunilor ținute la Londra în 1966 și la Baden-Baden în 1967, Subcomitetul 2B (SC — 2B) al CE — 2, avînd ca preocupare dimensiunile mașinilor electrice rotative, a unificat și extins domeniul de aplicare a celor două publicații, făcînd să apară, după derularea Regulii celor 6 luni și aprobarea explicită a proiectului noului document de către Comitetele naționale C.E.I. din 24 de țări, printre care și România, o singură recomandare C.E.I. :

— Publicația 72 (ediția a V-a, 1971): *Dimensiuni și puteri normale ale mașinilor electrice rotative. Desemnarea carcaselor între 56 și 400 mm și flanșelor între F55 și F 1 080.*

* Dr. ing. *Răduți, C.* este conferențiar la Institutul politehnic — București, Facultatea de electrotehnică, Catedra de mașini electrice.

Dimensiunile de montaj normalizate pentru motoarele pe tălpi pînă la înălțimea capului de ax $H = 315$ mm sînt indicate în figura 1.

C.E.I. nu a fundamentat însă și o corelare a dimensiunilor cu șirul de puteri recomandat

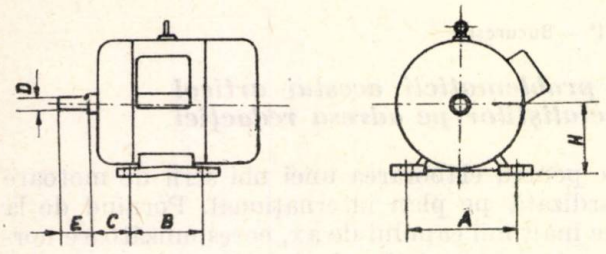


Fig. 1. Dimensiuni de montaj ale motoarelor electrice, normalizate conform C.E.I., forma constructivă B3.

(de fapt două șiruri preferențiale), astfel că în momentul de față există mai multe corelări dimensiuni-puteri nominale, cu tendința majorității constructorilor de a se alinia normei germane DIN 42673 din aprilie 1964,

Tabelul 1

Corelarea puteri - dimensiuni conform DIN 42673

Dimensiuni mm	Puteri nominale, în kW, la 50 Hz, pentru turațiile sincrone: 750 rot/min.	1000 rot/min.	1500 rot/min.	3000 rot/min.
H = 56 D = 9	—	—	0,06 (0,09)	0,09 (0,12)
H = 63 D = 11	—	—	0,12 (0,18)	0,18 (0,25)
H = 71 D = 14	—	—	0,25 (0,37)	0,37 (0,55)
H = 80 D = 19	—	0,37 (0,55)	0,55 (0,75)	0,75 (1,1)
H = 90 D = 24	—	0,75 1,1	1,1 1,5	1,5 2,2
H = 100 D = 28	0,75 (1,1)	1,5	2,2 (3)	3
H = 112 D = 28	1,5	2,2	4	4
H = 132 D = 38	2,2 3	3 4 (5,5)	5,5 7,5	5,5 (7,5) —
H = 160 D = 42	4 (5,5) 7,5	7,5 11	11 15	11 (15) 18,5
H = 180 D = 48	— 11	— 15	18,5 22	22 —
H = 200 D = 55	15	18,5 (22)	30	30 (37)
H = 225 D = 55	18,5 22	— 30	37 45	— 45
H = 250 D = 60	30	37	55	55
H = 280 D = 65 (75)	37 45	45 55	75 90	75 90
H = 315 D =	55 75	75 90	110 132	110 132

practicată în Piața Comună și recunoscută și de alte multe țări de pe glob. Această corelare este prezentată în tabelul 1, în care, din totalitatea dimensiunilor de montaj, au fost luate în considerație cele mai caracteristice: cotele H și D.

Nu este cazul să se abordeze aici toate compromisurile legate de corespondența toli-milimetri din documentele C.E.I., de neglijarea legilor de creștere în baza unei serii geometrice (seria Renard), în ceea ce privește șirul de puteri, din dorința de a ține cont de seria în CP preferată în lumea anglo-saxonă. Trebuie remarcat că Publicația 72 apelează, în șirul de dimensiuni ale înălțimii capului de ax H, la cota 132 care face parte din șirul R 40 în timp ce toate celelalte mărimi ale lui H aparțin șirului R 20. De asemenea, nu face obiectul articolului de față nici faptul că DIN 42673 nu respectă un anumit șir preferențial de puteri, adoptînd puterile de 3 și 4 kW din al doilea șir preferențial stabilit în Publicația C.E.I. 72/1971.

2. In legătură cu o nouă corelare puteri-dimensiuni

În ultimii ani s-au desfășurat studii și cercetări care au avut în vedere o nouă reașezare a treptelor de puteri și dimensiuni, precum și o nouă corelare între acestea, care să conducă la obținerea unor creșteri a puterilor cu una și chiar două trepte, în aceeași cotă H, raportate la DIN 42673.

În cele ce urmează, se abordează o problemă inițială, de principiu, necesar a fi examinată și lămurită independent de soluțiile posibile de adoptat pentru „motorul C.E.I." și mai ales — înainte de a se discuta aceste soluții. Ar mai fi de precizat că această problemă inițială este abordată, în primul rînd, nu de pe poziția fabricantului de mașini electrice, cum ar putea lăsa să creadă ocupația de mulți ani a autorului ci, mai ales, din punct de vedere al utilizatorului de motoare electrice.

O rezultantă generală a multor discuții și lucrări asupra unei noi corelări puteri — dimensiuni este concluzia că noua reașezare în domeniul motoarelor asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit ar putea fi posibilă aproximativ în anul 1980. Intervalul de timp pînă în 1980 ar apare justificat și necesar pentru ca producătorii și utilizatorii să poată epuiza complet toate avantajele economice ale unei serii dimensionale standardizate, elaborată cu 15 ani în urmă. Există un consens de păreri potrivit cărora viața unei serii standard de motoare electrice trebuie să fie de cel puțin 10 ani și, în consecință, este necesar să se aibă în vedere, într-o anumită măsură, progresul tehnic estimat pentru acest interval. Bineînțeles că în durata de viață respectivă au loc o serie de optimizări tehnico-economice, fără a se modifica însă profilul general al seriei.

Aspectele legate de o reaşezare a treptelor de puteri şi dimensiuni au fost mult discutate în cadrul secţiei a X-a CAER, Comisia permanentă pentru construcţia de maşini — şi Interelectro, făcîndu-se încă din anii 1968—1969 o propunere de corelare a acestora.

În luna mai 1970, la reuniunea de la Washington a C.E.I., această problemă a fost luată în discuţie de subcomitetul care se ocupă cu dimensiunile maşinilor electrice rotative, SC — 2B, din cadrul CE — 2. În documentul C.E.I. 2B (Washington/Secretariat) 19/mai 1970, redactat cu această ocazie, se prevede că, *o nouă recomandare internaţională nu poate apare înainte de anul 1980*; se pot începe totuşi lucrările de pregătire într-o grupă de lucru (Nr. 3). Dar programarea în timp a agendei grupei de lucru nu s-a putut jalona din cauza marii varietăţi de opinii exprimate. După mai bine de 8 ani discuţiile continuă şi vor mai continua în diverse organisme, pentru că — după părerea autorului — ele sînt unilaterale. De altfel, la reuniunea de la Helsinki (octombrie, 1977) a grupei de lucru Nr. 3, pendinte de SC-2B, s-a consemnat că activitatea grupei se referă numai la o nouă scară de puteri şi o nouă scară de dimensiuni, neexistînd nici o sarcină din partea subcomitetului pentru stabilirea unei corelări între acestea. Majoritatea delegaţilor au propus aceleaşi înălţimi ale capului de ax ca şi pînă acum pentru puteri de peste 20 kW, în discuţie rămînînd numai valorile mai mici.

Pentru fixarea ideilor, în tabelul 2 este prezentată una din ultimele propuneri de corelare (dar, sigur, nu ultima) conform Interelectro. Se observă renunţarea la gabaritele 90, 100 şi 200, dar apar înălţimile 95 şi 190 din şirul *R* 40, precum şi înălţimea 50 pentru motoarele mici.

Problemele trebuie puse altfel:

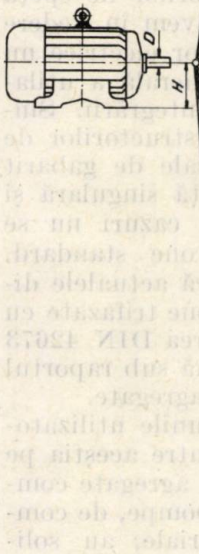
A. Motoare asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit se „nasc" în fiecare zi, rata lor de creştere fiind deosebit de importantă. Ele se produc într-o anumită corelare puteri-dimensiuni, norma DIN 42673 avînd cea mai largă răspîndire. În principiu, toţi producătorii de motoare electrice sînt de acord asupra dificultăţii stabilirii unei date fixe de trecere la o nouă corelare, deoarece trebuie amortizat actualul echipament tehnologic. Dar nu acesta rămîne principalul impediment.

B. Dincolo de consideraţiile de reclamă, constructorii de motoare electrice au interesul micşorării consumurilor specifice de materiale [kg/kW] urmărind, în fond, micşorarea costurilor de fabricaţie. Acelaşi interes, altfel formulat, îl au şi utilizatorii, care vor să cumpere motoare electrice la un preţ cît mai redus — lucru pe care nu l-au reuşit, din multiple cauze, în ultimii ani. Este însă o chestiune de onestitate pentru constructorii de maşini electrice să arate deschis că micşorarea exagerată a dimensiunilor motoarelor electrice, la puteri şi turaţii date, se reflectă nedorit în înrăutăţirea parametrilor energetici (randament, factor de putere) ai motoarelor. Această înrăutăţire nu afectează pe utilizatorii care montează motoarele electrice pe diverse utilaje complexe, pe care le vînd apoi altora (îi vom numi utilizatori de „speţa I"), dar deranjează pe utilizatorii de „speţa a II-a", care folosesc nemijlocit motoarele electrice şi utilajele antrenate de motoare electrice, plătind bani grei pentru energia electrică consumată, bani din ce în ce mai grei în ultimul timp, cînd penuria de energie s-a accentuat. Se poate spune însă că şi această dificultate poate fi depăşită, în anumite limite, avînd în vedere progresele făcute în obţinerea unor materiale active şi izolante cu caracteristici superioare. Este o realitate faptul că în prezent se pot produce motoare cu dimensiuni mai mici, avînd randamentul şi factorul de putere cel puţin la nivelul standardizat pentru corelarea actuală puteri-dimensiuni.

C. În peste 20 de ani de activitate în construcţia şi distribuţia maşinilor electrice, singura — sau în orice caz prima — întrebare

Tabelul 2

Corelarea puteri - dimensiuni conform Interelectro (propunere)



Dimensiuni mm	Puteri nominale, în kW, la 50 Hz, pentru turaţiile sincrone 750 rot/min	1 000 rot/min	1 500 rot/min	3 000 rot/min
H = 50 D =	—	—	0,071 0,1	0,1 0,14
H = 56 D = 9	—	—	0,14 0,2	0,2 0,28
H = 63 D = 11	0,14 0,20	0,2 0,28	0,28 0,4	0,4 0,56
H = 71 D = 14	0,28 0,4	0,4 0,56	0,56 0,8	0,8 0,12
H = 80 D = 19	0,56 0,8	0,8 1,12	1,12 1,6	1,6 2,24
H = 95 D = 24	1,12 1,6	1,6 2,24	2,24 3,15	3,15 4,5
H = 112 D = 28	2,24 3,15	3,15 4,5	4,5 6	6 8,5
H = 132 D = 38	4,5 6	6 8	8 10,6	10,6 —
H = 160 D = 42	8 10,6	10,6 15	15 20	15 20
H = 190 D = 48	15 20	20 27	27 35,5	27 35,5
H = 225 D = 55	27 35,5	35,5 48	48 63	48 63
H = 250 D = 60	— 48	— 63	80 100	80 100
H = 280 D =	63 80	80 100	125 150	125 150
H = 315 D =	100 125	125 150	180 212	180 212
H = 355 D =	150 180	180 212	250 300	250 300

pusă de utilizatorii de speţa I (inclusiv intermediarii dintre producător şi utilizatorii de speţa I) s-a referit la preţul motoarelor. Se cunoşteau, bineînţeles, din prospecte corelarea puteri-dimensiuni în care se ofereau motoarele, precum şi parametrii electro-mecanici şi energetici ai acestora (I_p/I_n, M_p/M_n, M_{max}/M_n, randamentul, cos φ etc.). Niciodată utilizatorii de speţa I nu au cerut micşorarea dimensiunilor motoarelor asincrone; dimpotrivă s-au arătat refractari la modificarea vreunei dimensiuni care ar fi periclitat cît de cît interschimbabilitatea motoarelor. În general, nu au fost interesaţi nici de îmbunătăţirea parametrilor energetici. Poziţia utilizatorilor de speţa I este lesne de înţeles, dacă avem în vedere că gabaritul actual al motoarelor electrice nu pune probleme în economia generală a utilajelor complexe, sub aspectul integrării. Singurele cazuri cînd se pun constructorilor de motoare electrice condiţii speciale de gabarit privesc unele utilaje de folosinţă singulară şi tracţiunea electrică; în aceste cazuri nu se utilizează însă motoare asincrone standard.

Din cele de mai sus rezultă că actualele dimensiuni ale motoarelor asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit în corelarea DIN 42673 nu ridică nici un fel de problemă sub raportul desfacerii şi încorporării lor pe agregate.

D. În ceea ce priveşte opţiunile utilizatorilor de speţa I, incluzînd printre aceştia pe constructorii de maşini-unelte şi agregate complexe, de utilaje tehnologice şi pompe, de compresoare şi ventilatoare industriale, au solicitat, în general, micşorarea greutăţii motoarelor, dar au manifestat mult scepticism cînd s-a pus problema să li se ofere motoarele în alte gabarite. Este clar că la aceste opţiuni s-au aliniat toţi constructorii de motoare electrice, care în ultimii 12 ani nu au modificat practic dimensiunile de gabarit şi montaj (cu excepţia unor firme din ţări socialiste pentru producţia internă), dar au redus simţitor, prin

Tabelul 3

Gabaritul motorului	Tipul motorului, kW/rot/min	Masa, kg		
		1965	1970	1975
ASI 90 S 24—4	1,1 / 1 500	22	20	18
ASI 100 L 28—4	3 / 1 500	38	33	30
ASI 132 M 38—4	7,5 / 1 500	76	72	67
ASI 180 M 48—4	18,5 / 1 500	160	145	135
ASI 180 L 48—4	22 / 1 500	195	170	155
ASI 225 S 60—4	37 / 1 500	420	365	320
ASI 250 M 65—4	55 / 1 500	515	420	380
ASI 280 M 75—4	90 / 1 500	800	690	640

optimizări succesive, greutatea motoarelor. În tabelul 3 sînt date, spre exemplificare, greutăţile unor motoare din seria unitară de motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit fabricate în România în anii 1965, 1970 şi 1975, fără ca posibilităţile de reducere să fie epuizate.

Studiile şi cercetările întreprinse pentru pregătirea unei noi serii de motoare (într-o nouă variantă de corelare, deocamdată sub formă de propunere) demonstrează că există serioase rezerve pentru micşorarea greutăţii prin optimizarea geometriei transversale a circuitului magnetic, prin reducerea adaosurilor de prelucrare la turnarea pieselor, reducerea grosimii pereţilor pieselor turnate, înlocuirea unor piese metalice cu altele din materiale plastice, utilizarea unor materiale active şi izolante cu calităţi superioare, ameliorarea răcirii şi ventilaţiei etc. Majoritatea rezultatelor găsite pot fi aplicate fără dificultăţi majore la motoarele din actuala corelare puteri-dimensiuni.

Desigur pentru constructorii de maşini electrice este tentantă şi micşorarea dimensiunilor motoarelor pe care le produc, dar în această chestiune decisivă rămîne poziţia celor care utilizează motoarele electrice. După datele pe care le avem, utilizatorii de speţa I şi a II-a nu înclină spre modificarea dimensiunilor de montaj. Se consideră că o hotărîre de modificare trebuie luată numai în acord cu organismele care-i reprezintă pe producătorii, consumatorii şi utilizatorii motoarelor electrice.

E. Dorinţa unor constructori de a realiza în actualele gabarite motoare cu puteri crescute cu 2—3 trepte (sau, invers, la o putere dată, de a reduce, corespunzător, gabaritele), conduce la o serie de dificultăţi, rezultate din necesitatea de a avea un diametru exterior al pachetului de tole stator cît mai mare, la o înălţime dată a capului de ax. Se obţin motoare care se „tîrăsc" pe planul tălpilor, sau care au, în limbajul dimensiunilor de gabarit şi

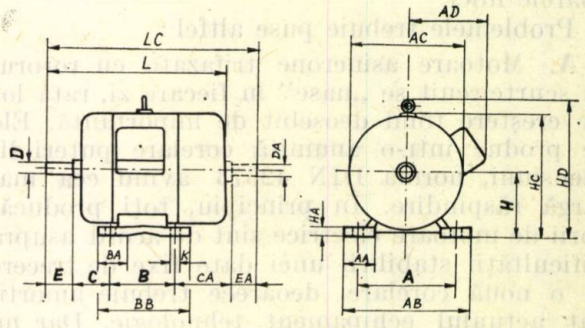


Fig. 2. Dimensiuni de gabarit şi montaj ale motoarelor electrice, forma constructivă B3.

montaj (fig. 2) un raport A/H mai mare decît cel standardizat în prezent, găurile de prindere nemai fiind situate la mijlocul tălpilor (la mijlocul cotei de gabarit AA). Există mai multe variante de cereri pentru majorarea acestui raport la valori peste 1,6 cît este valoarea maximală în prezent, conform dimensiunilor de gabarit normalizate prin Publica-

ţia 72 a C.E.I., dar după părerea autorului — soluţiile propuse nu sînt cele mai fericite. Este clar că trebuie avute în vedere anumite aspecte de estetică şi simetrizare, tot aşa cum se impune analiza implicaţiilor unei noi reaşezări a gabaritelor asupra seriilor şi construcţiilor derivate.

3. Perspective şi concluzii

Fără a manifesta pesimism în legătură cu o nouă reaşezare a treptelor de puteri şi dimensiuni, inclusiv faţă de corelarea lor, se constată pur şi simplu că anul 1980 se apropie, în condiţiile în care nu se produce vreun progres deosebit în găsirea unui consens de păreri pe linie de normalizare internaţională. În acelaşi timp constructorii de motoare electrice nu au rămas inactivi, dimpotrivă ei au întreprins studii şi cercetări fructuoase, avînd, practic, elaborată o nouă serie de motoare, deşi trebuie spus că graficele lor de asimilare au oarecare rămîneri în urmă faţă de propriile propuneri. Această nouă serie rămîne însă deocamdată pe planşetă, sau în fază de prototipuri.

Pe de altă parte, producţia şi desfacerea motoarelor electrice asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit crescînd de la an la an, se constată că s-a ajuns să se obţină economii importante de materiale şi reduceri simţitoare de greutăţi, fără a se modifica corelarea puterilor şi dimensiunilor. Sînt opinii autorizate potrivit cărora nivelele de greutate şi economicitate ale motoarelor electrice nu ar depinde de înălţimea axului.

Care sînt atunci perspectivele unei noi reaşezări şi corelări a treptelor de puteri şi dimensiuni?

Se consideră că o asemenea corelare nu ar putea fi pusă în aplicare înainte de anii 1982—1983. Nici producţia unei serii de motoare corespunzătoare acestei corelări nu ar fi posibilă înaintea acestui termen, decît în condiţii izolate de desfacere.

Dar această perspectivă rămîne valabilă numai dacă se înţelege că aspectele corelării puteri-dimensiuni trebuie discutate la aceeaşi masă de constructorii de maşini electrice, fabricanţii de instalaţii complexe şi de utilizatori.

Bibliografie

[1] C.E.I., Publication 72. Dimensions et puissance normales des machines électriques tournantes. Désignation des carcasses entre 56 et 400 et des brides entre *F*55 et *F* 1 080. Cinquième édition, 1971.

[2] C.E.I., Document 2 B (Washington/Secretariat) 19, Mai 1970.

[3] DEUTSCHE NORMEN. DIN 42673, April 1964, Blatt 1 : Oberflächengekühlte Drehstrommotoren mit Käfigläufer, Bauform B 3, mit Wälzlagern. Anbaumasse und Zuordnung der Leistungen.

[4] *Nicolescu, E., Răduţi, C.* Maşini electrice fabricate în R.P.R., Bucureşti, Editura tehnică, 1965.

[5] *Iosifian, A. G.* Dezvoltarea noilor serii unitare, de perspectivă, de maşini electrice; Electrotehnica (URSS) No. 7, iulie 1972, pag. 1—3.

[6] *Voskresenski, A. P.*, ş.a. Seria unitară de motoare asincrone de joasă tensiune 4 A; Electrotehnica (URSS), No. 7, iulie 1972, pag. 36—39.

[7] *Kuznețov, B. I., Radin, V. I.* Motoarele asincrone din seria unitară 4 A cu înălţimea axului 280—355 mm; Electrotehnica (URSS), No. 7, iulie 1972, pag. 40—43.

CZ 658.562:621.004.64

EVALUAREA FIABILITĂŢII
RECUNOAŞTEREA FORMELOR
TEORIA INSTRUIRII
LISTE DE DATE
NOTAŢII POLISH

Evaluarea fiabilităţii sistemelor complexe utilizînd recunoaşterea formelor şi teoria instruirii

VASILE M. CĂTUNEANU, IOAN C. BACIVAROF, ANGELICA-BEATRICE BACIVAROF* — Bucureşti

Introducere

Fiabilitatea, caracteristică importantă a sistemelor complexe de mare răspundere funcţională (electronice, electrotehnice, nucleare etc.) trebuie evaluată aprioric, utilizîndu-se metodele cele mai adecvate fiecărui caz. Devine astfel posibilă compararea din punct de vedere al fiabilităţii a mai multor variante ale aceluiaşi sistem şi în consecinţă *optimizarea* acestuia.

Metodele uzuale de evaluare a fiabilităţii sistemelor complexe sînt fie *insuficient de precise* (metodele grafice), fie *foarte laborioase*, deci prohibitive din punct de vedere al timpului de calcul (metodele analitice). În cazul sistemelor cu un grad mare de complexitate devine necesară utilizarea unor *metode noi*, care să conducă la *reducerea volumului de calcule necesare* şi care să poată fi *transpuse pe calculator*.

Din analiza reprezentărilor fiabilistice ale sistemelor complexe a rezultat că orice model logic fiabilistic al unui sistem poate fi sintetizat pe baza unui număr de structuri fiabilis-

* Dr. ing. *Cătuneanu, V. M.* este profesor, ing. *Bacivarof, A. B* şi *Bacivarof, I. C.* sînt asistenţi la Institutul politehnic-Bucureşti.

tice standard (serie, paralel etc.); aceasta a condus la elaborarea unei noi metode de evaluare a fiabilității care constă în reducerea succesivă a arborelui de fiabilitate al sistemului prin identificarea (*recunoașterea*) structurilor (*formelor*) sale. Datorită analogiei care se poate face între metoda propusă și procesul de recunoaștere a formelor, se va denumi *evaluarea fiabilității bazată pe recunoașterea formelor* *.

În cadrul lucrării sînt studiate problemele pe care le implică conceperea unui program de evaluare a fiabilității bazat pe recunoașterea formelor. Sînt analizate posibilitățile de îmbunătățire a programelor de evaluare a fiabilității sistemelor complexe utilizînd *teoria instruirii*.

1. Probleme pe care le implică realizarea unui program de evaluare a fiabilității utilizînd recunoașterea formelor

Metoda propusă, de evaluare a fiabilității, presupune utilizarea calculatorului și se bazează pe faptul că arborele logic de fiabilitate al unui sistem poate fi descompus într-un număr de structuri — forme — mai simple. Aceste structuri particulare sînt apoi comparate cu structurile stocate în prealabil în memoria calculatorului. Odată constituită biblioteca de structuri în memoria calculatorului, nu mai este neceară efectuarea calculelor complicate de evaluare a fiabilității, fiind necesară doar identificarea structurilor arborilor logici de fiabilitate. Fiecare arbore logic de fiabilitate este astfel sintetizat utilizînd un vocabular de mai multe cuvinte : structurile.

În practică, numărul și complexitatea structurilor memorate nu sînt limitate decît de capacitatea memoriei calculatorului.

A. Prima etapă în aplicarea metodologiei propuse o constituie *construcția arborelui logic de fiabilitate al sistemului* [2], care evidențiază cu ajutorul operatorilor logici SI, SAU relațiile din punct de vedere al fiabilității între elementele constituente ale sistemului.

Arborii logici fiabilistici sînt echivalenți cu modelele structurale din punct de vedere al fiabilității, întrebuințate în mod uzual în calculele de evaluare a fiabilității sistemelor.

S-a preferat utilizarea arborilor logici de fiabilitate datorită avantajelor pe care le prezintă lucrul cu structurile tip arbore pentru soluționarea problemei propuse.

În anexa I sînt prezentate principalele proprietăți și teoreme legate de structurile tip arbore.

B. Este necesară *utilizarea unui formalism matematic, care să permită tratarea arborilor logici de fiabilitate cu diferite orientări ca aparținînd aceleași structuri standardizate.*

Astfel, în figura 1 se consideră trei subarbori (părți ale unui arbore logic de fiabilitate

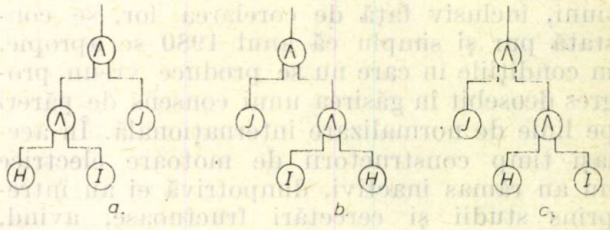


Fig. 1

mai vast). Schemele *a*, *b* și *c* sînt echivalente între ele din punct de vedere logic, cu toate că au reprezentări diferite.

Înmagazinarea separată a fiecărei structuri în memoria calculatorului ar avea consecințe nefavorabile privind *capacitatea de stocare* și *timpul de căutare* în memorie.

De aceea este necesară utilizarea unor algoritmi care permit orientarea și ordonarea arborilor astfel încît cele trei variante din figura 1 să fie interpretate ca aparținînd aceleiași orientări standardizate. Soluția propusă constă în utilizarea *listelor de date* și a *notațiilor POLISH*.

C. Deoarece *un program de evaluare a fiabilității bazat pe recunoașterea structurilor necesită manipularea unei cantități însemnate de date nenumerice*, se consideră că este avantajos să se reprezinte acestea sub forma unor liste de date [7, 8]. În anexa II sînt analizate modul de alcătuire a listelor de date și avantajele acestei aranjări.

D. Folosirea formalismului matematic uzual poate crea dificultăți în cazul evaluării fiabilității sistemelor de mare complexitate.

De aceea, în lucrarea de față s-a propus utilizarea *notațiilor POLISH* [4, 7] care permit reprezentarea expresiilor complexe fără a utiliza delimitatori ierarhici, cum ar fi parantezele.

Diferența fundamentală între notațiile standard și notațiile POLISH constă în poziția relativă a operatorilor și operanzilor. Notînd operatorul prin $\odot$, expresia matematică clasică a doi operanzi se poate scrie : $X \odot X$. În notațiile *POLISH înainte* aceasta devine : $\odot XX$, iar în notațiile *POLISH înapoi* : $XX \odot$.

În figura 2 este indicată forma matematică a două stucturi logice fiabilistice uzuale, serie (SI) și paralel (SAU) în reprezentarea matematică clasică și în notații POLISH.

* S-a adoptat termenul de *„recunoaștere a formelor"* datorită asemănării metodologiei descrise în această lucrare cu cea utilizată pentru analiza gramaticilor limbajelor naturale sau artificiale (metodologie numită „recunoașterea formelor") [5].

În unele cazuri recunoașterea formelor este privită într-o manieră mai restrictivă ca *determinarea suprafețelor de separație între clase de structuri* [5] sau ca un proces de *stringere a datelor* și *organizare a informațiilor* [6] (de exemplu, căutarea unui document într-o colecție, plecînd de la anumite specificații generale asupra lui).

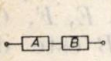
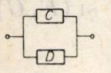
MODEL STRUCTURAL	ARBORE LOGIC FIABILISTIC	FORMA MATEMATICA CLASICA	IMAGINEA POLISH A ARBORELUI	FORMA MATEMATICA POLISH
		$a \cdot b$	$AB\wedge$	$ab*$
		$1-(1-c)*(1-d)$	$CD\vee$	$1\,1c\,-\,1d*\,-$

Fig. 2

Notaţiile POLISH sînt utilizate în cazul structurilor de date datorită următoarelor avantaje :

— nu sînt ambigue;

— sînt eficiente;

— există posibilitatea obţinerii unor rezultate intermediare înainte de a fi disponibilă întreaga expresie;

— sînt uşor de tradus.

E. O problemă majoră în alcătuirea unui program de evaluare a fiabilităţii o constituie *utilizarea unui limbaj adecvat de programare.*

În loc să manipuleze date numerice, cum este, în general, cazul în FORTRAN, un program de recunoaştere a structurilor necesită fracţionarea şirurilor de simboluri, găsirea echivalenţelor, înlănţuirilor etc. Utilitarea limbajelor specializate în prelucrarea listelor de date cum ar fi IPL — V, FLPL etc., nu este indicată în practica curentă inginerească de evaluare a fiabilităţii sistemelor complexe datorită unor dificultăţi în programare, care le fac accesibile doar specialiştilor şi datorită faptului că timpul de rulare pe calculator este lung.

În elaborarea programelor de evaluare a fiabilităţii sistemelor utilizînd recunoaşterea formelor s-a utilizat [3] — cu bune rezultate — limbajul PL/I, indicat în primul rînd datorită unei mai mari simplităţi în programare, comparativ cu limbajele prezentate anterior.

Consideraţiile care au stat la baza alegerii limbajelor de programare eficace în vederea elaborării programelor de evaluare a fiabilităţii bazată pe recunoaşterea formelor sînt evidenţiate în anexa III.

2. Posibilităţi de îmbunătăţire a evaluării fiabilităţii asistată de calculator utilizînd teoria instruirii

Teoria instruirii poate fi de mare utilitate, ameliorînd posibilităţile programelor de evaluare a fiabilităţii bazate pe recunoaşterea formelor.

Teoria instruirii este aplicabilă programelor pe calculator *dinamice* în timp, evoluţia programului făcîndu-se în funcţie de experienţa acumulată.

În scopul aplicării acestei teorii în fiabilitate, nu i se conferă unui program de recunoaştere a formelor o bibliotecă de structuri fixă. Astfel dacă în biblioteca de structuri a calculatorului nu există o anumită structură particulară, trebuie efectuat un calcul suplimentar de evaluare a fiabilităţii acesteia printr-una din metodele uzuale [1, 2]. La acest nivel calculatorul poate fi programat să se *„instruiască"*, incluzînd această structură împreună cu formula matematică aferentă în biblioteca sa. Deci, pe măsura soluţionării a noi probleme, biblioteca calculatorului se îmbogăţeşte cu noi structuri.

Analizînd sistemele complexe uzuale, rezultă că anumite structuri fiabilistice apar mai des (structuri serie, paralel, structuri redondante majoritar simple de tip „2 din 3"*etc.); aceste sisteme au o *structură modulară din punct de vedere al fiabilităţii*, ceea ce conduce la existenţa a numeroase *structuri repetitive.* Utilizînd un program evolutiv de evaluare a fiabilităţii, biblioteca calculatorului va conţine pentru început structurile fiabilistice uzuale, urmînd a se îmbogăţi pe măsură ce sînt întîlnite noi structuri, calculatorul „instruindu-se" în acest mod.

3. Concluzii

Evaluarea fiabilităţii sistemelor complexe, problemă de mare importanţă practică, impune utilizarea unor noi tehnici, care să conduc la *reducerea timpului de calcul* şi care să poată fi *transpuse pe calculator.* În lucrarea de faţă a fost studiată utilizarea în acest scop a unor domenii moderne : *recunoaşterea formelor şi teoria instruirii*, care fac parte din domeniul mai larg al *inteligenţei artificiale.*

Comparativ cu metodele uzuale, metodologia de evaluare a fiabilităţii asistată de calculator, bazată pe recunoaşterea formelor, propusă în lucrare presupune :

— reprezentarea din punct de vedere al fiabilităţii a sistemului sub forma unui *arbore logic de fiabilitate*, faţă de modelul structural utilizat în mod uzual;

— reprezentarea datelor nenumerice pe care le implică un program de evaluare a fiabilităţii sub forma unor *liste de date*;

— utilizarea unor *limbaje de programare specializate în prelucrarea listelor de date*;

— utilizarea *notaţiilor POLISH* în locul formalismului matematic uzual.

Metodologia de evaluare a fiabilităţii sistemelor complexe, bazată pe recunoaşterea formelor, prezentată în lucrare, are următoarele *avantaje* :

— este *adecvată evaluării fiabilităţii sistemelor complexe uzuale*, care au o structură modulară din punct de vedere fiabilistic, prezentînd numeroase structuri repetitive;

---

* De exemplu, în sistemele de securitate ale reactoarelor nucleare este utilizată pe scară largă redondanţa majoritară simplă de tip „2 din 3".

— conduce la *reducerea timpului de calcul*, comparativ cu orice altă metodă de evaluare a fiabilității, în special pentru sistemele de foarte mare complexitate;

— permite *sintetizarea oricărui arbore logic de fiabilitate*, utilizînd un *vocabular de mai multe cuvinte* : *structurile*;

— permite *soluționarea problemei evaluării fiabilității subsistemelor cu elemente dependente* — dificil de rezolvat prin metodele uzuale — deoarece aceste subsisteme pot fi considerate ca structuri-forme -particulare.

A fost indicată posibilitatea *îmbunătățirii programelor de evaluare a fiabilității* bazată pe recunoașterea formelor utilizînd *teoria instruirii*.

Într-o lucrare viitoare vor fi prezentate programe de evaluare a fiabilității bazate pe recunoașterea formelor și va fi studiată organizarea memoriei calculatorului în scopul stocării de o manieră eficace a diferitelor structuri.

ANEXA I

Structuri de tip arbore

Metodologia de evaluare a fiabilității expusă în lucrare implică utilizarea *structurilor de tip arbore*.

Un arbore (fig. 3) este definit [7] ca o mulțime finită T de unul sau mai multe noduri, astfel încît :

a. există un nod particular T numit *rădăcina* arborelui;

b. celelalte noduri sînt repartizate în $m \geqslant 0$ mulțimi disjuncte $T_1, \ldots, T_m$, fiecare din aceste

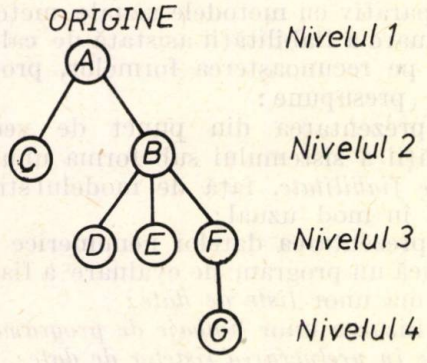


Fig. 3

mulțimi fiind la rîndul său un arbore. Arborii $T_1, \ldots, T_m$ sînt numiți *subarborii* rădăcinii T.

Numărul subarborilor unui nod reprezintă *gradul* acestui nod.

Un nod de grad zero este numit *nod terminal* (sau *frunză*). Un nod neterminal este numit *nod de ramificare*.

Nivelul unui nod în raport cu T este definit atribuind rădăcinii nivelul 1 și celorlalte noduri un nivel cu unu mai mare decît nivelul lor în raport cu subarborele rădăcinii T_j care le conține. Aceste concepte sînt ilustrate în figura 3, în care este reprezentat un arbore cu șapte noduri. Rădăcina A are doi subarbori :(C) și (B, D, E, F, G). Subarborele (B, D, E, F, G) are ca rădăcină nodul B. Nodul B este de nivel 2 în raport cu întregul arbore și are la rîndul său trei subarbori : (D), (E) și (F, G);

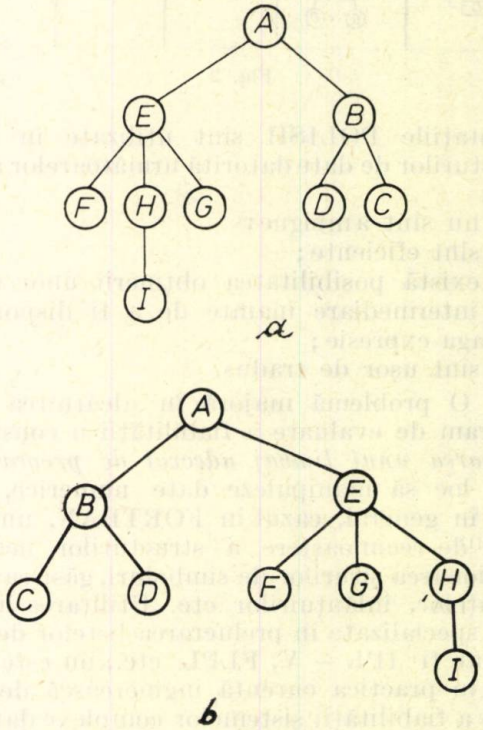


Fig. 4

deci nodul B este de gradul 3. Nodurile terminale sînt C, D, E, și G.

Dacă ordinea relativă a subarborilor $T_1, \ldots, T_m$ are importanță, arborele este *ordonat*.

Un arbore este numit *orientat* dacă are importanță doar orientarea relativă a nodurilor, nu și ordinea lor. Această distincție între cei doi termeni este ilustrată în figura 4a și b; arborii din figură pot fi considerați *diferiți* dacă sînt priviți ca arbori *ordonați* și *identici* dacă sînt priviți ca arbori *orientați*.

ANEXA II

Liste de date

Un program de recunoaștere a structurilor necesită manipularea unei mari cantități de date nenumerice legate prin relații complicate. De aceea, este necesară utilizarea unor structuri de date specifice.

Se consideră (fig. 5) o colecție de date (alese, în exemplul considerat numerice, deși acest lucru nu este obligatoriu) în forma în care ele sînt stocate în mod uzual în memoria calculatorului sub forma unei structuri liniare numită *tabel*. Datele pot fi identificate pe baza indicilor din

LOCAȚIA ÎN MEMORIE	NUMELE DIN TABEL	VALOAREA DATELOR
201	DOMENIUL (1)	482
202	DOMENIUL (2)	631
203	DOMENIUL (3)	5680
204	DOMENIUL (4)	23
205	DOMENIUL (5)	361

Fig. 5

tabel. În exemplul considerat, diferitele elemente ale tabelului sînt stocate secvențial în memorie în pozițiile 201...205. Dacă este necesară adăugarea sau înlăturarea unei date în tabel este necesară o renumerotare a elementelor pentru a se ține cont de modificarea făcută.

În scopul elaborării unui program de recunoaștere a formelor este avantajos să se reprezinte datele sub forma unei structuri de tip special numită *listă* [7] (fig. 6); în acest caz nu se mai conservă ordonarea fizică, dar *se păstrează ordinea logică a datelor*. În acest aranjament fiecare dată este formată din două părți: *valoarea* datei și *pointerul* (*adresa*) pentru localizarea datei următoare pe listă. Pointerul notat cu *NULL* indică terminarea listei. O astfel de structură de date poate fi reprezentată schematic ca în figura 7a, unde sfîrșitul listei (pointerul *NULL*) a fost pus în evidență prin

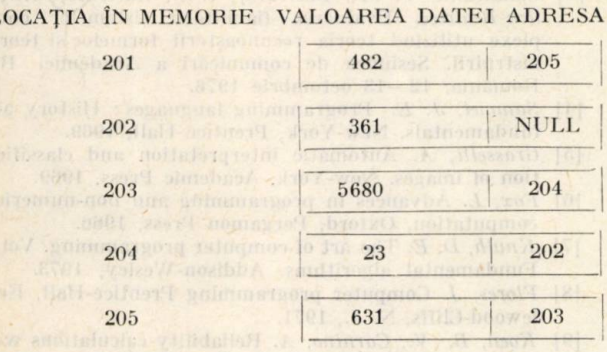


Fig. 6

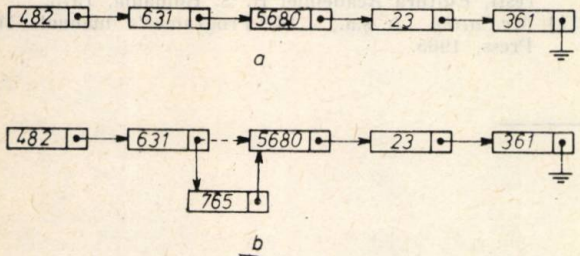


Fig. 7

simbolul de masă. Săgețile reprezintă pointeri dirijați spre cuvîntul „dată" următor.

Avantajele utilizării listelor constau în:

— posibilitatea stabilirii unor relații foarte complexe între date;

— ușurință în introducerea sau scoaterea unei date.

Flexibilitatea aranjării datelor sub forma unor liste este exemplificată în figura 7b. Se presupune că este necesară introducerea unei noi date, 765 după a doua dată din lista inițială. Această operație nu necesită deplasări de date în memoria calculatorului ci doar modificări de adrese.

Este util ca valorile datelor să fie organizate sub forma unui *tabel*, utilizîndu-se prima parte a fiecărei date ca pointer spre un alt element al tabelului (fig. 8). Avantajul acestui aranjament

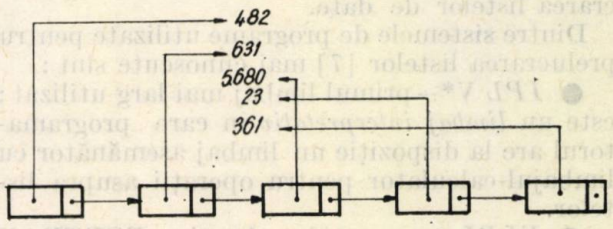


Fig. 8

constă în aceea că, pentru a manipula datele tabelului este suficient să se schimbe pointerii, nefăcîndu-se nici o modificare tabelului. Acest lucru este evidențiat în figura 9, unde datele din tabelul reprezentat în figura 8 au fost aranjate în ordine crescătoare prin simpla schimbare a pointerilor.

Diversele structuri ale arborilor logici de fiabilitate conduc la necesitatea efectuării unor operații logice de adunare sau înmulțire. În acest caz este necesară utilizarea *listelor compuse*. În figura 10 au fost simbolizate unele

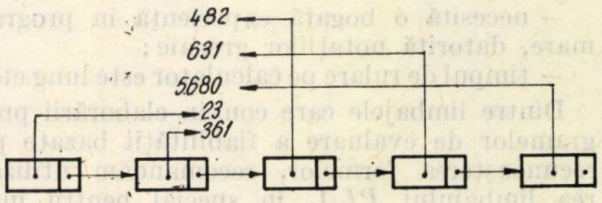


Fig. 9

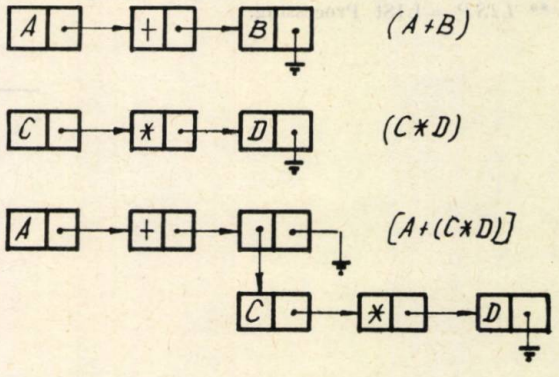


Fig. 10

operații logice uzuale folosind reprezentarea schematică din figura 7.

ANEXA III

Considerații asupra alegerii limbajelor de programare pentru evaluarea fiabilității utilizînd recunoașterea formelor

Problema alegerii limbajelor cele mai potrivite evaluării fiabilității utilizînd recunoașterea formelor este de mare importanță. Din considerentele expuse în paragrafele precedente este evident că trebuie utilizate, în primul rînd, acele limbaje special construite pentru prelucrarea listelor de date.

Dintre sistemele de programe utilizate pentru prelucrarea listelor [7] mai cunoscute sînt :

● *IPL* V*—primul limbaj mai larg utilizat ; este un *limbaj interpretativ* în care programatorul are la dispoziție un limbaj asemănător cu limbajul-calculator pentru operații asupra listelor.

● *FLPL* — un set de subrutine FORTRAN pentru manipularea de liste, inspirat de *IPL*, dar folosind apeluri la subrutine în loc de limbaj interpretativ.

● *SLIP* — un set de subrutine destinat folosirii în FORTRAN, operînd asupra listelor dublu înlănțuite.

● *LISP*** — diferă de limbajele anterioare prin faptul că programele sînt exprimate în notarea funcțional-matematică, combinată cu „expresii condiționale", fiind apoi convertite într-o reprezentare tip listă [11].

Limbajele mai sus menționate (exceptînd, oarecum, *LISP*) sînt puțin folosite datorită unor dificultăți care apar în utilizarea lor, cum ar fi :

— necesită o bogată experiență în programare, datorită notațiilor greoaie ;

— timpul de rulare pe calculator este lung etc.

Dintre limbajele care convin elaborării programelor de evaluare a fiabilității bazate pe recunoașterea formelor, recomandăm utilizarea limbajului *PL*/I, în special pentru mai marea sa răspîndire și simplitatea în programare.

Limbajul *PL*/I [10] permite organizarea datelor sub formă de tabele și structuri. Un program scris în *PL*/I este format din mai multe blocuri, iar un bloc poate conține la rîndul lui alte blocuri. Această structură a programului este importantă din punct de vedere al alocării memoriei și al recunoașterii numelor. De asemenea, limbajul *PL*/I oferă o gamă largă de posibilități privind crearea și prelucrarea fișierelor. Operațiile de intrare-ieșire se pot executa fie folosind transmiterea de caractere, fie transmiterea pe înregistrări a datelor.

Este de subliniat totuși faptul că utilizarea limbajului *PL*/I pentru structuri de date sub formă de liste implică dificultăți datorită lipsei de macroinstrucțiuni în prelucrarea listelor.

* *IPL* = Information Processing Language
** *LISP* = LISt Processing.

Bibliografie

[1] *Căluneanu, V. M., Bacivarof, I. C., Bacivarof, Angelica-Beatrice.* Evaluarea fiabilității sistemelor de telecomunicații utilizînd conceptul mulțimii legăturilor minimale. În : Revista transporturilor și telecomunicațiilor, vol. 4, 1977, p. 243—248.

[2] *Căluneanu, V. M., Bacivarof, I. C., Bacivarof, Angelica-Beatrice.* Asupra analizei fiabilității sistemelor complexe. În : Metrologia aplicată (în curs de apariție).

[3] *Căluneanu, V. M., Bacivarof, I. C., Bacivarof, Angelica-Beatrice.* Evaluarea fiabilității sistemelor complexe utilizînd teoria recunoașterii formelor și teoria instruirii. Sesiunea de comunicări a Academiei R.S România, 12—13 octombrie 1976.

[4] *Sammet, J. E.* Programming languages : History and fundamentals. New-York, Prentice Hall, 1969.

[5] *Grasselli, A.* Automatic interpretation and classification of images. New-York, Academic Press, 1969.

[6] *Fox, L.* Advances in programming and non-numerical computation. Oxford, Pergamon Press, 1966.

[7] *Knuth, D. E.* The art of computer programming. Vol 1. Fundamental algorithms. Addison-Wesley, 1973.

[8] *Flores, J.* Computer programming Prentice-Hall, Englewood-Cliffs, N. J., 1971.

[9] *Koen, B. V., Carnino, A.* Reliability calculations with a list processing technique. În : IEEE Trans. **R-23,** 1974.

[10] *Georgescu, H.* Programarea în limbajul *PL/I*, București, Editura Academiei R. S. România, 1973.

[11] *Mc.Carthy, J.* ș.a., LISP-Programer's manual. MIT Press, 1965.

CZ 621.313.322-81:621.3.078

TURBOGENERATOARE DE MARE PUTERE
REGLARE AUTOMATĂ
SEMNALE AUTOMATE DE UNGHI

Utilizarea semnalelor adiţionale de unghi în sistemul de reglaj automat al turbogeneratoarelor de mare putere

VASILE CORLĂŢEANU, DOINA ANGELA CHIRU* – Bucureşti

1. Pentru studiul reglajului automat de tensiune al turbogeneratorului, este necesar să se pornească de la ecuaţia de funcţionare a maşinii sincrone (ecuaţia tensiunilor).

După cum se cunoaşte din teoria generală a maşinii sincrone [1, 2], la generatorul sincron, pe lîngă cîmpul electric sinusoidal produs de înfăşurarea rotorică, parcursă de curentul continuu de excitaţie, mai apare şi cîmpul electric sinusoidal al reacţiei indusului produs de curentul indus I care circulă în înfăşurarea statorică.

Aşa că, la tensiunea electromotoare E_0 produsă de fluxul inductor Φ_0 se mai adaugă şi tensiunea electromotoare E_a a reacţiei indusului, ceea ce conduce la ecuaţia de funcţionare :

$$\underline{E}_0 + \underline{E}_a = \underline{U} + R_a\underline{I}, \qquad (1)$$

unde R_a este rezistenţa înfăşurării indusului şi $\underline{U}$ este tensiunea la bornele turbogeneratorului.

Ecuaţia de funcţionare a maşinii sincrone, făcînd abstracţie de reactanţa de dispersie a indusului şi deci, considerînd $\underline{E}_a = -j\,X\,\underline{I}$, devine :

$$\underline{E}_0 = \underline{U} + R_a\underline{I} + jX\underline{I}, \qquad (2)$$

unde $X = \omega L$ este reactanţa sincronă a maşinii.

Reprezentarea fazorială a ecuaţiei (2) va ţine seama de funcţionarea turbogeneratorului atît pentru sarcină inductivă cît şi pentru sarcină capacitivă.

În diagrama fazorială din figura 1 s-au folosit următoarele notaţii : φ = defazajul între tensiunea la bornele generatorului şi curentul indus (de sarcină) ;

θ — defazajul dintre tensiunea la bornele generatorului şi tensiunea electromotoare a maşinii numit unghiul intern al maşinii ;

ψ — defazajul dintre curentul indus şi tensiunea electromotoare a maşinii.

Reluînd diagrama fazorială din figura 1 sub o altă formă şi anume : neglijînd căderea de tensiune ohmică $R_a\underline{I}$ şi descompunînd curentul $\underline{I}$ în cele două componente : longitudinală $\underline{I}_d$ şi componenta transversală $\underline{I}_q$, obţinem diagrama din figura 2 în care X_d şi X_q reprezintă

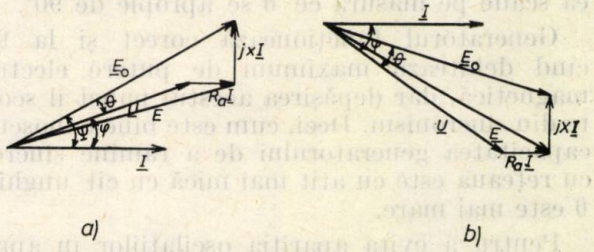


Fig. 1. Diagrama fazorială a maşinii sincrone
a – regim inducţii *b* – regim capacitiv

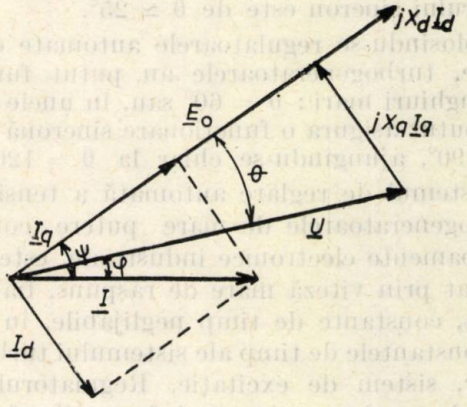


Fig. 2. Diagrama fazorială a maşinii sincrone ţinînd seama de componentele longitudinale şi transversale.

reactanţele sincrone longitudinală şi transversală.

Plecînd de la expresia puterii $P = m \cdot UI \cos\varphi$, unde m este numărul de faze al generatorului şi înlocuind pe $\varphi = \psi - \theta$, se obţine [1] :

$$P = m\frac{UE_0}{X_d}\sin\theta + \frac{U^2(X_d - X_q)}{2X_dX_q}\sin 2\theta, \qquad (3)$$

relaţie care ne dă valoarea puterii electromagnetice funcţie de parametrii maşinii sincrone.

* Dr. doc. şt. tehn. ing. *Corlăţeanu, V.* este profesor, iar ing. *Chiru, D. A.* este asistentă la Institutul politehnic – Bucureşti.

Pentru mașina sincronă cu poli înecați $X_q = X_d$ și relația (3) devine :

$$P = m \frac{UE_0}{X_d} \sin \theta. \qquad (4)$$

La funcționarea în regim nesaturat X_d este constantă ; dacă și curentul de excitație I_{e0} este constant, deci E_0 constant, puterea P variază în funcție de unghiul intern θ, proporțional cu sinusul acestui unghi.

Capacitatea turbogeneratorului de a-și mări puterea P odată cu creșterea unghiului θ, rămînînd totuși în funcționare sincronă, nu este aceeași pentru toate valorile unghiului θ ; ea scade pe măsură ce θ se apropie de 90°.

Generatorul funcționează corect și la 90° cînd debitează maximum de putere electromagnetică, dar depășirea acestui punct îl scoate din sincronism. Deci, cum este bine cunoscut, capacitatea generatorului de a rămîne sincron cu rețeaua este cu atît mai mică cu cît unghiul θ este mai mare.

Pentru a evita apariția oscilațiilor în apropierea unghiului θ de 90° și ieșirea din sincronism ($\theta > 90°$) la suprasarcini accidentale, este necesar ca unghiul θ să fie destul de mic. Din calcule a reieșit că, regimul optim al generatorului sincron este de $\theta \simeq 25°$.

Folosindu-se regulatoarele automate de tensiune, turbogeneratoarele au putut funcționa la unghiuri mari : $\theta = 60°$ sau, în unele cazuri, s-a putut asigura o funcționare sincronă pentru $\theta > 90°$, ajungîndu-se chiar la $\theta = 120°$ [3].

Sistemul de reglare automată a tensiunii la turbogeneratoarele de mare putere conținînd echipamente electronice industriale, este caracterizat prin viteză mare de răspuns, fiabilitate bună, constante de timp neglijabile, în raport cu constantele de timp ale sistemului turbogenerator, sistem de excitație. Regulatorul automat de tensiune primește informații referitoare la funcționarea turbogeneratorului și la starea sistemului energetic ca : tensiunea la borne, curent statoric, putere debitată, frecvența de rotație și derivatele ei, curentul rotoric, unghiul intern și derivatele lui etc.

Aceste date, prelucrate de regulator, determină prin comanda tiristoarelor din convertizorul de excitație, mărimea curentului de excitație al rotorului, deci regimul de funcționare optimă a turbogeneratorului.

2. În energetică se acordă o atenție tot mai mare informațiilor referitoare la funcționarea turbogeratorului, care sînt folosite în sistemul de reglaj și în cadrul acestora un loc important îl ocupă informația de unghi intern și semnalele adiționale provenite din ea.

Pe plan mondial [4] studiul teoretic și aplicarea în practică a acestor semnale a fost efectuat de aproximativ 12 ani ; Conferința internațională a marilor rețele energetice (C I G R É) a inițiat un test pentru a vedea modalitățile de obținere și exploatare a acestor semnale în diferite sisteme energetice mondiale.

Dintre metodele de obținere a semnalelor de unghi, cele mai folosite sînt : măsurarea vitezei de rotație cu un traductor fixat pe arbore sau cu un tahometru, măsurarea puterii de ieșire (care este proporțională cu accelerația), folosirea dispozitivelor Hall, măsurarea frecvenței și obținerea derivatelor sale, măsurarea directă a unghiului intern și obținerea derivatelor.

În general, semnalele de unghi obținute sînt introduse în regulatoarele automate de tensiune, de obicei în același punct cu semnalul de eroare de tensiune, de curent etc.

De exemplu, sistemul de excitație și reglaj al turbogeneratoarelor sovietice care are ca element de bază un amplificator magnetic, primește informația de tensiune, curent și frecvență sub forma erorii și a derivatelor mărimii respective : ΔU, U', U'', Δf, f', f'', ΔI, I', I'' etc.

În paralel cu exploatarea și fabricarea acestui sistem de reglaj s-a trecut însă la experimentarea și cercetarea unui sistem de excitație și reglaj electronic în care informația de unghi intern se obține cu ajutorul unui echipament electronic dotat cu fotodiode ca traductor [5].

Sistemele energetice ale Canadei și SUA folosesc curent aceste semnale de unghi în sistemele de reglaj, sistemele energetice respective fiind de putere mare și cu linii energetice foarte lungi.

În Franța firma Alsthom, de pildă, folosește în regulatorul automat de tensiune un limitator de unghi intern care intervine cînd valoarea unghiului θ devine mai mare decît valoarea prescrisă.

Firma Siemens folosește un sistem electronic de obținere a informației de unghi [6] și obține un semnal liniar pentru θ variind între $0 \div 180°$.

La noi în țară, sistemele de reglare a tensiunii la turbogeneratoarele aflate în exploatare, nu folosesc semnale de unghi sau semnale adiționale de unghi ; există însă la unele turbogeneratoare de mare putere limitator de unghi.

La ICEMENERG s-a realizat un dispozitiv de măsură a unghiului intern, folosit în probele de punere în funcțiune a sistemului hidroenergetic de la Porțile de Fier.

Regulatorul automat proiectat, construit și verificat de IPA la diferite turbogeneratoare din țară (CET Palas Constanța, de exemplu) nu are prevăzut semnale de unghi intern.

3. Sistemul de excitaţie şi reglaj al turbogeneratoarelor de mare putere (330 MW, 160 MW) fabricate la noi în ţară la Intreprinderea de

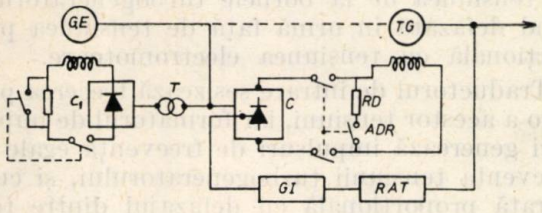


Fig. 3. Shema de excitaţie a turbogeneratoarelor de 330 MW şi 160 MW.

maşini grele-Bucureşti, are, în general, schema bloc din figura 3 [7].

La schema din figura 3 s-au făcut următoarele notaţii :

TG — turbogeneratorul de mare putere ;

GE — generatorul de excitaţie (care este pe acelaşi ax cu turbogeneratorul şi care alimentează în curent alternativ convertizorul cu tiristoare *C* ;

C — convertor cu tiristoare ; C_1 — convertizor cu diode) ;

RAT — regulatorul automat de tensiune ;

GI — generatorul de comandă pe grilă a tiristoarelor convertorului *C* ;

RD — rezistenţa de descărcare ;

T — transformator ;

ADR — automat de dezexcitare rapidă.

Informaţiile primite de la regulatorul automat de tensiune sînt : semnalul de tensiune, semnalul de curent statoric şi semnalul de unghi.

Pentru a se obţine semnalul de unghi se foloseşte un alternator de fază aflat pe acelaşi ax cu turbogeneratorul şi care generează o tensiune de 100 V în fază cu tensiunea electromotoare a turbogeneratorului. Această tensiune comparată cu o tensiune de 100 V, proporţională cu tensiunea la bornele turbogeneratorului, generează o informaţie de unghi, care nu este sesizată de regulatorul automat de tensiune decît în momentul în care unghiul intern θ este mai mare decît unghiul prescris θ_0. Unghiul θ_0 se stabileşte în funcţie de caracteristicile regimului de funcţionare a turbogeneratorului respectiv şi se obţine cu ajutorul unui dispozitiv magnetic numit decalor.

Pentru $\theta > \theta_0$ semnalul de unghi are aceeaşi valoare limită şi intervine în reglaj în modul următor : pe lîngă ecartul de tensiune şi informaţia de curent, se adaugă şi semnalul de unghi ; din însumarea lor rezultă un semnal complex care determină, prin comanda regimului de funcţionare a tiristoarelor, excitarea turbogeneratorului şi asigurarea funcţionării stabile a acestuia.

Regulatorul automat de tensiune are rolul nu numai de a asigura funcţionarea turbogeneratorului la parametrii nominali, ci şi de a mări stabilitatea dinamică a acestuia.

Se defineşte stabilitatea dinamică ca fiind proprietatea turbogeneratorului de a suporta variaţiile bruşte ale sarcinii fără să iasă din sincronism [1].

În cazul variaţiilor bruşte de sarcină şi, în special cînd acesta are un caracter de avarie, de exemplu în cazul unui scurtcircuit pe linie, tensiunea *U* la bornele turbogeneratorului scade, în acelaşi timp se perturbă regimul de funcţionare a tuturor turbogeneratoarelor care lucrează în paralel pe reţeaua comună, adică se micşorează gradul de stabilitate a întregului sistem. Diagrama de funcţionare în cazul unui scurtcircuit produs arată că la curentul mare al scurtcircuitului, căderea de tensiune inductivă în înfăşurarea statorică este foarte mare şi, deci, tensiunea la bornele maşinii rămîne mică.

Tensiunea *U* fiind mică şi unghiul intern θ, mare, puterea generată este mică, iar turbogeneratorul se află în condiţii dificile de stabilitate dinamică.

În primele momente ale scurtcircuitului curentul iniţial de scurtcircuit al statorului este mare faţă de curentul iniţial al excitaţiei, unghiul θ este mai mare şi, deci, situaţia este mai gravă.

Pentru a evita funcţionarea instabilă a sistemului este necesar să se mărească tensiunea

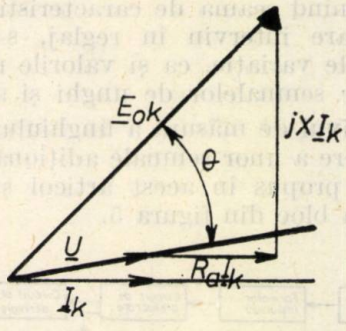


Fig. 4. Diagrama vectorială în cazul unui scurtcircuit pe linie.

electromotoare E_0 şi aceasta se realizează cel mai eficient prin creşterea tensiunii de excitaţie.

În cazul turbogeneratoarelor prevăzute cu regulator automat de tensiune, acesta sesizează imediat scăderea tensiunii la borne şi creşterea unghiului intern, comandînd forţarea excita-

ției, adică mărirea curentului de excitație pînă la valoarea maximă (de plafon).

Funcția de transfer a sistemului de reglaj automat al excitației în buclă închisă, pentru turbogeneratorul de 330 MW are forma :

$$F(s)=A_0\frac{1+10T_2\cdot s}{(1+T_1\cdot s)(1+T_2\cdot s)(1+T_3\cdot s)(1+T_4.s)}, \quad (5)$$

în care :

$$A_0=\frac{U_{borne}}{U_{excitație}}=180;$$

$T_1 \simeq 0{,}07$ s — constanta de timp corespunzătoare circuitelor de filtraj din schema electronică a regulatorului ;

$T_2 \simeq 0{,}02$ s — constanta de timp datorată circuitelor de stabilizare din blocul regulator ;

$T_3 \simeq 7$ s $= T_{d0}$ — constanta de timp a turbogeneratorului cu statorul deschis ;

$T_4 \simeq 2{,}5$ s $= T'_{d0}$ — constanta de timp magnetică a rotorului ;

Deci :

$$F(s)=180\frac{1+10\cdot 0{,}03\cdot s}{(1+0{,}07\cdot s)(1+0{,}03\cdot s)(1+7\cdot s)(1+2{,}5\ s)}.$$

Constantele folosite au caracter orientativ pentru un turbogenerator de 330 MW.

4. Pentru un astfel de sistem de reglaj s-a pus problema introducerii unui reglaj continuu în funcție de unghiul intern, reglaj care să țină seama și de semnalele adiționale de unghi : prima și a doua derivată.

Punctul de aplicare a acestor semnale este comun tuturor informațiilor care participă la reglaj și ținînd seama de caracteristicile informațiilor care intervin în reglaj, s-a stabilit domeniul de variație, ca și valorile maxime și minime ale semnalelor de unghi și adiționale.

Dispozitivul de măsură a unghiului intern și de producere a unor semnale adiționale funcție de unghi, propus în acest articol și realizat, are schema bloc din figura 5.

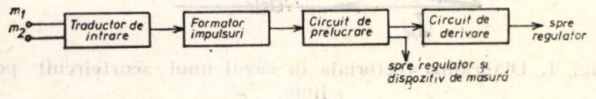


Fig. 5. Dispozitiv de măsură a unghiului intern și de creare a unor semnale adiționale de unghi. Schema bloc.

Dispozitivul propus este întemeiat pe determinarea intervalului dintre momentele de timp corespunzătoare trecerii tensiunilor de măsură prin zero spre plus. Cele două tensiuni de măsură au amplitudini $U = 100$ V ; frecvența $f = 50$ Hz și provin : una de la alternatorul de fază și cealaltă de la bornele turbogeneratorului prin transformatorul de măsură. Sînt defazate între ele cu unghiul θ, tensiunea proporțională cu tensiunea de la bornele turbogeneratorului fiind defazată în urmă față de tensiunea proporțională cu tensiunea electromotoare.

Traductorul de intrare sesizează trecerea prin zero a acestor tensiuni, iar formatorul de impulsuri generează impulsuri de frecvență egale cu frecvența tensiunii turbogeneratorului, și cu o durată proporțională cu defazajul dintre tensiuni.

Componenta continuă a acestor impulsuri obținută cu ajutorul circuitului de prelucrare este o mărime direct proporțională cu unghiul intern și poate fi folosită pentru măsurarea și supravegherea continuă însoțită de semnalizare optică sau acustică. Această mărime, comparată în circuitul de prelucrare cu o tensiune prestabilită corspunzătoare nnui unghi intern critic ales determină eroarea de unghi ε_0 care, aplicată în regulatorul automat de tensiune, participă în mod direct la reglarea tensiunii turbogeneratorului (trebuie subliniat că numai variațiile unghiului intern în regim capacitiv sînt cele care interesează în reglaj).

În general, informația de unghi are o variație lentă în timp, deci, eroarea de unghi apare ca o tensiune continuă lent variabilă în timp ; în cazul unui scurtcircuit sau a unei perturbații în rețea, unghiul intern crește brusc și cu ajutorul ultimului bloc care cuprinde circuitul de derivare se poate obține prima și a doua derivată, adică viteza de variație și accelerația $\frac{d\theta}{dt}$ și $\frac{d^2\theta}{dt^2}$. Folosirea acestor semnale adiționale de unghi în sistemul de reglaj (de subliniat că aceste variații nu apar decît în cazul unei perturbații bruște și puternice), are drept scop mărirea vitezei de răspuns a sistemului de reglaj la perturbații și aducerea rapidă a turbogeneratorului în regim nominal de lucru prin forțarea excitației.

Semnalele de unghi obținute cu ajutorul acestui dispozitiv pot avea amplificări reglabile în limitele stabilite, adică pot avea ponderi reglabile față de celelalte semnale care intervin în reglaj.

Funcția de transfer a blocului de unghi este :

$$F_1(s) = 1 + K\tau_D \cdot s(1 + \tau_D \cdot s), \quad (7)$$

pentru variația constructivă realizată, unde :

$\tau_D \simeq 0{,}05$ s este constanta de timp a circuitelor de derivare ;

$K = 0{,}3$ — raportul dintre eroarea maximă de unghi și eroarea maximă de tensiune care apare în funcționarea regulatorului.

Funcția de transfer a întregului sistem devine în acest caz :

$$F(s) = A_0 \frac{1 + 10\,T_2 \cdot s}{(1 + T_1 \cdot s)(1 + T_2 \cdot s)(1 + T_3 \cdot s)(1 + T_4 \cdot s)} [1 + K\tau_D \cdot s(1 + \tau_D \cdot s) =$$

$$= 180 \frac{1 + 0{,}3 \cdot s}{(1 + 0{,}07 \cdot s)(1 + 0{,}03 \cdot s)(1 + 7 \cdot s(1 + 2{,}5 \cdot s)} [1 + 0{,}3 \cdot 0{,}05 \cdot s(1 + 0{,}05 \cdot s)]. \quad (8)$$

Prin analizarea acestei funcții calculîndu-se diagramele Nyquist și Bode s-a constatat că sistemul este stabil, dispozitivul de unghi intervenind puțin datorită constantelor mici de timp introduse.

Dispozitivul a fost realizat cu piese românești costul lui nedepășind 1 500 lei în cadrul atelierului Excitație-Protecție ICPET. Au fost simulate în laborator diferite variații de unghi intern, plecîndu-se de la $\Delta\theta = 2{,}5°$ și ajungîndu-se la $\Delta\theta = 56°$; răspunsul dispozitivului a fost înregistrat cu ajutorul oscilografului cu bucle magnetice.

Caracteristicile dispozitivului propus sînt :

— alimentare de la surse de curent continuu de ± 15 V (care sînt deja în dotarea regulatorului automat de tensiune existent la turbogeneratoarele de 330 MW) ;

— consum mic de putere, de aproximativ 300 mW ;

— constante mici de timp, neglijabile în raport cu constantele de timp ale sistemului turbogenerator-sistem de excitație — sistem reglaj ;

— caracteristică liniară pentru variații ale unghiului intern între 0—180° ;

— posibilități de măsurare continuă a variațiilor de unghi intern, inclusiv de semnalizarea acustică sau optică ;

— posibilitatea folosirii în sistemul de reglaj al semnalelor adiționale de unghi, înlăturîndu-se limitatorul și decodorul existent ;

— posibilitatea adaptării dispozitivului la orice sistem traductor care permite obținerea informațiilor de tensiune necesare determinării decalajului.

Un astfel de sistem în curs de a fi executat prevede înlăturarea alternatorului de fază și obținerea informațiilor de tensiune cu ajutorul unui circuit magnetic. Un astfel de traductor este mai puțin complicat și mai ieftin decît alternatorul de fază sau oricare alt traductor folosit deja.

Concluzii

La ora actuală problema măririi stabilității dinamice a funcționării turbogeneratorului, deci a măririi fiabilității și mentenabilității lui se pune cu acuitate în energetica mondială, soluțiile adoptate fiind funcție de sistemul energetic respectiv.

Dispozitivul propus constituie o etapă în rezolvarea acestei probleme la turbogeneratoarele de putere care au generator de fază și are cîteva avantaje :

a — oferă posibilitatea urmăririi continue a variației valorii unghiului intern prin montarea în camera de comandă a turbogeneratorului a unui aparat de măsură și introducerea unei semnalizări sonore sau optice pentru valorile periculoase ale unghiului ;

b — oferă posibilitatea unei reglări continue după unghiul intern, mărind sensibilitatea sistemului de reglaj ;

c — mărește viteza de răspuns și stabilitatea dinamică a sistemului prin introducerea celor două derivate ale unghiului ; se mărește în acest mod fiabilitatea și mentenabilitatea turbogeneratorului aflat în exploatare, deci crește fiabilitatea sistemului energetic la care este legat ;

d — construcție electronică simplă și ieftină (3 plăci de circuit imprimat de dimensiuni tipice) cu piese de fabricație românească ;

e — poate fi adaptat la orice sistem de obținere a unei tensiuni proporționale cu tensiunea electromotoare.

Bibliografie

[1] *Gheorghiu, I.* Mașina sincronă, **vol. II**, București, Ed. didactică și pedagogică, 1962.

[2] *Corlățeanu, V.* Mașini electrice, **vol. II**, București. Ed. Militară, 1974.

[3] *Manfred Klittch și Gerhard Pfaff.* Modelarea unui turbogenerator cu reglaj al unghiului rotoric pe un calculator, analogic. În : AEG nr. 1, 1967.

[4] * * * Raport sur les réponses au questionnaire, sur les signaux additioneles dans les systemes d'excitation. În : Electra nr. 26, 1973 p. 11—26.

[5] *Ivanov, I., Sirii, N. S.* Izmerenie electricescovo ugla sinhronnih, mașin. În : Preobrazavatelinîie ustroistvo, i sistemi vozbujdenia sinhronnih mașin. Leningrad, Editura Nauka, 1973.

[6] *Ciubotaru, T., Herbei, N.* Fabricația turbogeneratoarelor în R.S.R., în Electrotehnica nr. 6, iunie 1972.

[7] *Duveau, P.* Flikermètre numérique. Revue Générale de l'électricité, tome **80**, nr. 11, nov. 1971,

[8] * * * Brown — Boveri nr. 11 — nov. 1976.

CZ 621.3.024:621.316.53

CONTACTOARE DE C.A.
CIRCUITE INDUCTIVE DE C.C.
CERCETĂRI EXPERIMENTALE

Cercetări experimentale privind utilizarea contactoarelor de curent alternativ indigene la comutația circuitelor inductive de curent continuu

IACOB SUCIU, ALEX. VASILIEVICI, LUCIAN MOLDOVAN* — Timișoara

Introducere

În ultima vreme în cataloagele de produse privind caracteristicile aparatajului de comutație de joasă tensiune apărute pe plan mondial se prezintă și recomandări de utilizare a contactoarelor de c.a. în circuitele de c.c.

Ideea studierii acestei posibilități de înlocuire a unui aparat de comutație cu un altul a fost inspirată din nevoile producției, fiind numeroase secțiile de montaj care utilizează un larg sortiment de contactoare și unde se pune adesea problema interșanjabilității pieselor.

Astfel, în lucrare se prezintă rezultatele încercărilor experimentale privind posibilitatea folosirii contactoarelor de c.a. indigene la comutația circuitelor de curent continuu, cu sarcină slab inductivă. În acest scop s-a realizat un stand de încercare, cu posibilitate de reglare în limitele prescrise ale raportului parametrilor sarcinii L/R și ale duratei relative de conectare DC. Astfel, s-au încercat la un mare număr de conectări și la $DC = 40\,\%$, contactoarele de tipul CC-6, TCA-10, TCA-32 și pe baza încercărilor experimentale, corelate cu analiza aspectului contactelor principale, se trag concluzii practice și se fac recomandări de exploatare, cu respectarea condițiilor impuse de criteriile de fiabilitate sporită.

1. Solicitările termice ale contactoarelor la regim periodic intermitent (RPI)

Studiul efectuat în articol se referă în concret la contactele principale și la bobina de excitație, care sînt elementele cele mai solicitate din căile de curent ale contactoarelor. În cazul considerat se încearcă folosirea contactoarelor de c.a. trifazate la comutația curenților continui, legîndu-se în serie cele 6 intervale de rupere, de la contactele principale. Bobina de excitație a electromagnetului va fi alimentată tot în c.a., la tensiunea nominală, pentru a nu introduce modificări în sistemul de acționare a contactorului.

Notînd cu P_{nD} și P_{nI} — pierderile (nominale) de durată și respectiv la regim periodic intermitent (RPI), pe baza celor cunoscute din literatura de specialitate [5,6], între supratemperatura minimă $\tau_{min}(P_{nI})$ și supratemperatura maximă τ_{max} (P_{nI}), la RPI și supratemperatură staționară $\tau_s(P_{nD})$, la regimul de durată, există satisfăcută inegalitatea :

$$\tau_{min}(P_{nI}) < \tau_{max}(P)_{nI} < \tau_s(P_{nD}). \qquad (1)$$

Astfel, la sarcina nominală (constantă) de durată, curbele de încălzire sînt crescătoare, supratemperaturile variind după o lege exponențială pînă la o valoare staționară $\tau_s(P_{nD})$, iar la sarcina nominală (constantă), periodic intermitentă, curbele solicitării termice au alura dințată, variind tot după o lege exponențială pînă la valoarea maximă cvasistaționară $\tau_{max}(P_{nI})$, respectiv valoarea minimă cvasistaționară $\tau_{max}(P_{nI})$ determinînd un regim cvasistaționar.

În cele de mai sus s-a considerat că $\tau_s(P_{nD})$ este egală cu supratemperatura admisibilă τ_{adm}, satisfăcîndu-se condițiile de stabilitate termică a căii de curent, conform normelor : la curentul nominal și la temperatura mediului ambiant $\theta = 35°C$, la legăturile de contact fixe $\tau_{adm} \leqslant 45°C$, la legăturile de contact fixe $\tau_{adm} \leqslant 45°C$, iar la cele mobile $\tau_{adm} \leqslant 40°C$.

La contactorul CC-6 efectuîndu-se măsurarea supratemperaturii contactelor principale și a bobinei de excitație în RPI, la $DC = 40\,\%$, s-a determinat :

— pentru contactele fixe (c.c.) : $\tau_{max,40} \approx 19°C$;
— pentru bobină (c.a) : $\tau_{max,40} \approx 14°C$.

La DC din ce în ce mai mari τ_{max} crește, apropiindu-se de valoarea lui τ_s.

Deoarece la RPI există rezerva de temperatură $\tau_s(P_{nD}) - \tau_{max}(P_{nI}) = \theta_s(P_{nD}) - \theta_{max}(P_{nI})$, pentru a atinge solicitarea termică admisibilă din regimul de durată, adică :

$$\tau_{max}(P_{nI}) = \tau_s(P_{uD}), \qquad (2)$$

este necesar să mărim sarcina regimului de durată pînă la valoarea de suprasarcină I_{kD} (respectiv pierderile $P_{kD} = I_{kD}^2 \cdot R$), căreia îi va corespunde supratemperatura staționară :

$$\tau_{sk}(P_{kD}) > \tau_s(P_{nD}). \qquad (3)$$

* Prof. dr. ing. *Suciu, I.*, conf. dr. ing. *Vasilievici, Al.* și ing. *Moldovan, L.* sînt cadre didactice la Catedra de electroenergetică a Institutului politehnic „Traian Vuia" — Timișoara.

Astfel se poate obține ca în regimul intermitent puterea admisibilă să fie de k_θ ori mai mare decît puterea în regimul nominal de durată P_{nD}, (adică $k_\theta = \frac{\tau_{sk}}{\tau_s} = \frac{P_{kD}}{P_{nD}}$ — coeficientul de supraîncărcare pentru temperatură).

În cazul experimentului de folosire a contactorului de c.a. în c.c., datorită existenței arcului electric de energie mai mare în c.c. (și a influenței termice reciproce dintre contactele învecinate) și deci încălzirii suplimentare a contactelor principale, *nu se recomandă supraîncărcarea circuitului pentru a satisface relația* (2). Această rezervă de temperatură este necesară micșorării oxidării și erodării contactelor și posibilitățiii de supraîncărcare de durată mai scurtă.

2. Încercări experimentale asupra contactorului CC–6

În figura 1 se ilustrează recomandările pentru utilizarea în c.c. a contactoarelor de c.a. în scheme cu sarcini rezistive ($L = 0$), funcție de numărul locurilor de rupere.

În cele de mai jos se prezintă rezultatele experimentale** asupra posibilităților de utilizare a contactelor de c.a. trifazate de tipul CC-6 în c.c. cu sarcină slab inductivă prin legarea în serie a celor 6 locuri de rupere (fig. 1, varianta b).

Contactorul încercat, de tipul CC-6, are următoarele caracteristici principale nominale: curentul nominal: 6A; tensiunea nominală, în c.a.: 380 V, iar în c.c.: 220 V; frecvența nominală: 50÷60 Hz; frecvența de conectare; 600 con/h; durata de acționare: 40%; rezistența la uzură mecanică: la acționare în c.a. 10 000 000 conectări, iar la acționare în c.c. 5 000 000 conectări; rezistența la uzură electrică: 800 000 conectări; capacitatea de rupere: în c.a. la 380 V $\begin{cases}\text{la cos } \varphi = 1\text{; 6 A,}\\ \text{la cos } \varphi = 0{,}4\text{; 4 A;}\end{cases}$

în c.c. la 220 V
$\left.\begin{array}{l}\text{la } L/R = 0\text{; 0,7 A}\\ \text{la } L/R = 6{,}5\text{ ms; 0,4 A}\end{array}\right\}$ 2 locuri de rupere în serie;
$\left.\begin{array}{l}\text{la } L/R = 0\text{; 5 A}\\ \text{la } L/R = 6{,}5\text{ ms; 1 A}\end{array}\right\}$ 4 locuri de rupere în serie.

Contactele principale ale contactorului experimentat sînt de „rupere", fiind destinate închiderii și deschiderii circuitelor electrice.

Aceste contacte realizează două ruperi pe fază, cînd contactorul este folosit în condiții normale în c.a. Intervalele de rupere nu au camere de stingere propriu-zise, ci numai pereți de serapație între faze. În c.c. aceste contacte s-au legat în serie, realizîndu-se 6 intervale, în spațiul cărora, în momentul conectării și mai ales al deconectării, apar descărcări electrice

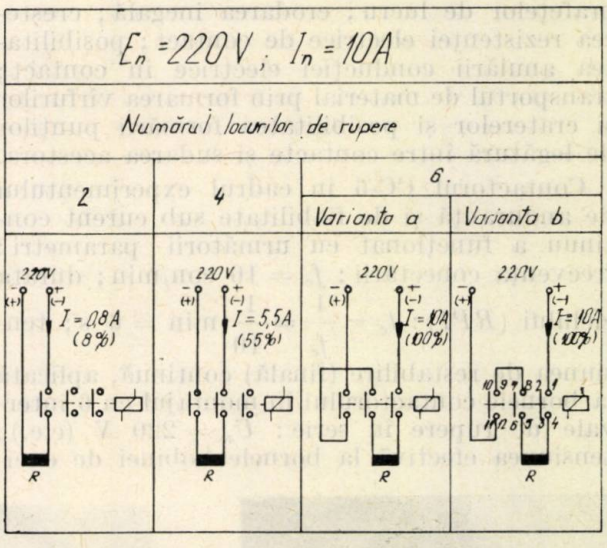


Fig. 1. Schemele electrice privind recomandările pentru folosirea contactoarelor de c.a. în circuitele alimentate în c.c. cu sarcini rezistive.

sub formă de arc, energia acestuia fiind funcție și de parametrii circuitului în care este inclus contactorul.

Descărcările prin arc, apărute cu ocazia comutației contactorului în c.c., constituie cauza majoră a deteriorării contactelor principale de rupere. Astfel există:

— deteriorarea chimică prin *coroziune*, datorită oxidării și altor reacții chimice cu mediul ambiant la temperaturi foarte ridicate ale arcului electric;

— deteriorarea fizică prin *eroziune*, legată de fenomenele cu caracter fizic (topire, vaporizare, pulverizarea metalului etc.), produse la nivelul suprafețelor de lucru ale contactelor; eroziunea este însoțită, în general, de transportul metalului de pe un contact pe altul, fenomen care este foarte pronunțat în cazul conducției curentului continuu. Faza declanșării contactelor sub c.c. se caracterizează deci prin formarea unui *crater* (pierdere de material) pe contactul pozitiv și prin formarea unui *vîrf* proeminent (prin aport de material) pe contactul negativ.

Uzura (eroziunea) electrică este determinată de următorii factori principali: presiunea pe

** Autorii aduc pe această cale mulțumiri tovarășilor Pavkov Petru și Zsembery Nicolae pentru aportul adus la realizarea platformei de încercare a contactoarelor.

contacte; numărul de acționări în unitatea de timp (frecvența conectării f_c) și energia arcului electric.

Acești factori manifestă următoarele influențe asupra contactelor; turtirea și fisurarea suprafețelor de lucru; erodarea inegală; creșterea rezistenței electrice de contact; posibilitatea anulării conducției electrice în contact; transportul de material prin formarea vîrfurilor și craterelor și posibilitatea formării punților de legătură între contacte și sudarea acestora.

Contactorul CC-6 în cadrul experimentului de anduranță și de fiabilitate sub curent continuu a funcționat cu următorii parametri: frecvența conectării: $f_c = 10$ con/min; durata ciclului (RPI): $t_c = \frac{1}{f_c} = \frac{1}{10}$ min $= 6$ s; tensiunea de restabilire (finală) continuă, aplicată la bornele contactorului în montajul cu 6 intervale de rupere în serie: $U_n = 220$ V (c.c.); tensiunea efectivă la bornele bobinei de excitație $U_s = 380$ V (c.a.); curentul prin circuitul de sarcină de c.c. întrerupt de contactor: $I = 5{,}95$ A ($I_n = 6$ A); parametrii sarcinii din circuitul de c.c. în care funcționa contactorul $L = 0{,}06$ H și $R = 37\ \Omega$, deci $L/R = 1{,}62$ ms și numărul de cicluri; $N_c = 15\,000$ cicluri.

În figurile 2 (a,b și c) se prezintă aspectul pastilelor de contact ale contactorului CC-6, după o funcționare de 15 000 cicluri (I=5,95 A, $U_n = 220$ V, $L/R = 1{,}62$ ms) și $DC = 40\,\%$.

În figura 1, varianta b, asociată cu figura 2, s-au notat cu cifre impare contactele cu polaritate pozitivă, iar cu cifre pare contactele cu polaritate negativă. Pe fiecare interval de rupere s-a aplicat căderea de tensiune U_a, egală aproximativ cu: $U_a = \frac{U_n}{6} = \frac{220}{6} \approx 36{,}7$ V, iar curentul ($I = 5{,}95$ A), fiind același prin toate contactele legate în serie.

Urmărind figura 2a se vede că pe suprafețele de lucru ale contactelor pozitive 1 și 3 (mărite

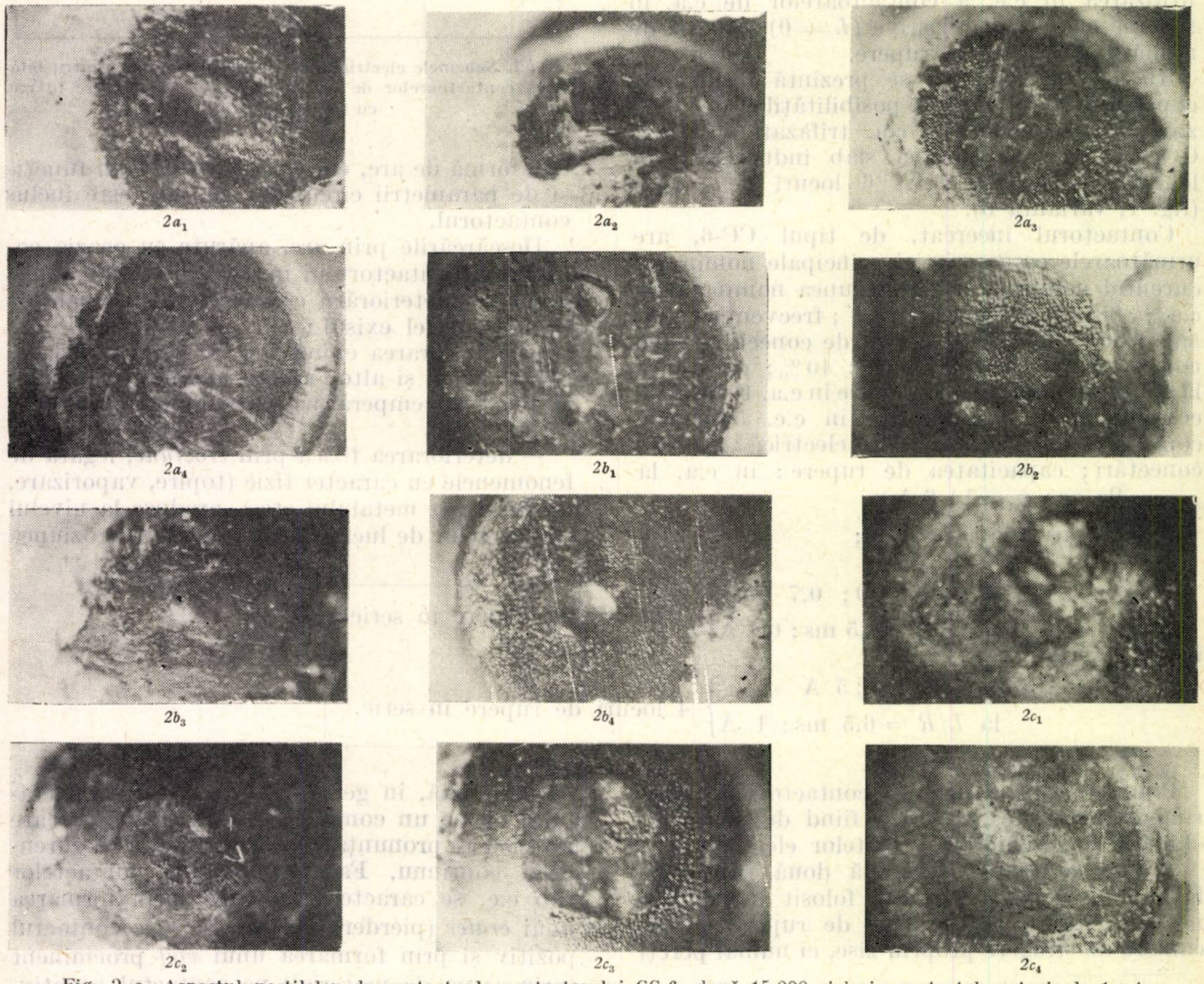


Fig. 2 a. Aspectul pastilelor de contact ale contactorului CC-6, după 15 000 cicluri: contactele principale 1 ÷ 4.
Fig. 2 b. Aspectul pastilelor de contact ale contactorului CC-6, după 15 000 cicluri: contactele principale 5 ÷ 8.
Fig. 2 c. Aspectul pastilelor de contact ale contactorului CC-6, după 15 000 cicluri: contactele principale 9 ÷ 12.

de circa 18 ori) s-au produs sub acțiunea arcului electric, cratere pronunțate, iar pe suprafețele negative 2 și 4 s-au produs depuneri de material. Aceleași observații sînt valabile și pentru contactele din figurile 2b și 2c.

Datorită numărului relativ mare de acționări, pe pastilele de contact s-au constatat tasări mecanice (turtiri prin deformații permanente), care nu se pot evita decît prin înlocuirea contactelor cu materiale mai dure. De asemenea, datorită acțiunii arcului electric contactele sînt acoperite cu un strat gros și compact de oxid, care împiedică realizarea unui bun contact.

În cadrul încercării contactorului CC-6, așa cum s-a prezentat mai sus, s-a utilizat schema cu 6 locuri de rupere în serie, sub tensiunea continuă de 220 V și curentul $I = 5{,}95$ A, $L/R = 1{,}62.10^{-3}$ s. Normele prevăd 5 A, la $L/R = 0$, cu 4 locuri de rupere și în cazul studiat, folosindu-se schema cu 6 locuri de rupere, s-a putut majora curentul la circa 6 A, cu posibilitatea de a ridica și mai mult curentul numai pentru funcționări cu număr de cicluri redus.

După examinarea contactorului la 15 000 de conectări s-a repus din nou în schemă, cu funcționare la aceiași parametri, constatîndu-se următoarele fenomene.

Procesul de comutație (închidere și deschidere) a contactorului încercat se face relativ silențios. Uzarea contactelor sub acțiunea arcului electric se produce numai la operația de deschidere, la închidere arcul fiind practic exclus. Arcul electric la deconectare, produs între contactele 7—8, poziționate pe verticală deasupra contactelor 5—6 (fig. 1) avea o culoare galbenă, iar în restul locurilor de rupere o culoare verzuie. Fenomenul se datorește neomogenității contactelor și efectelor poluării exterioare.

Contactorul a funcționat numai pînă la 46 887 conectări, suferind fisurarea și apoi ruperea unei bucăți din carcasa de masă plastică în interiorul căreia funcționa mecanismul electromagnetic de acționare. Distrugerea carcasei se datorește frecărilor și vibrațiilor produse de mișcarea echipajului mobil, incorect centrat la asamblarea produsului în fabrică.

Datorită deteriorării ireparabile a contactorului încercat, acesta nu a mai putut fi experimentat în continuare. Concluzii privind fiabilitatea și anduranța acestui produs, nu se pot trage, deoarece defectarea unei singure bucăți nu este suficient de concludentă, pentru a afecta calitatea unui lot întreg de produse similare. Reluarea experimentului cu un grup nou de contactoare de același tip nu s-a făcut deoarece lucrarea ieșea din programul stabilit, insistîndu-se mai ales pe contactoarele TCA-10 și TCA-32.

3. Încercări experimentale asupra contactorului TCA—10

Al doilea contactor de c.a., supus încercărilor prevăzute anterior, a fost de tipul TCA-10, de fabricație indigenă, care are următoarele caracteristici principale : tensiunea nominală la contactele principale : 500 V ; tensiunea de excitație a electromagnetului : 380 V, în c.a., curentul nominal : 10 A ; frecvența de conectare : minimum 600 con/h, la sarcina nominală și $DC = 40$ % și maximum 3 000 con/h, la 25 % din sarcina nominală ; durata de conectare : 40 % (la regim normal AC 3) ; categoria de utilizare (regimul de lucru) : AC 3, utilizare pentru pornirea motoarelor în plin mers ; rezistența la uzură mecanică : 10 000 000 conectări la $I_n = 6 \div 125$ A în c.a. ; rezistența la uzură electrică : la $I_n = 6 \div 125$ A în c.a. 3 000 000 conectări la 100 % din sarcina nominală și 7 500 000 conectări la 40 % din sarcina nominală.

Contactorul tip TCA-10, cod 4 006, nu are fișă cu date pentru utilizare în c.c.

Pentru încercarea contactorului TCA-10 în curent continuu, cu sarcină ușor inductivă, s-a utilizat schema cu 6 locuri de rupere varianta b (vezi fig. 1), care la deconectare separă complet receptorul (R,L) de sursă. În cazul acestei încercări bobina electromagnetului s-a alimentat cu 380 V c.a., $DC = 40$ %, $f_c = 600$ con/h, cu sarcina $R = 22\Omega$, $L = 0{,}06$ H, ($L/R = 2{,}73$ ms), $I = 10$ A, și $U_n = 220$ V (tensiunea continuă de alimentare pe sarcină).

Pe durata încercării contactorului TCA—10, s-a observat oxidarea puternică și erodarea accentuată a contactelor principale. Din acest motiv la 500 000 de conectări s-a oprit funcționarea sub sarcină pentru examinarea stării contactelor. În figura 3 se prezintă aspectul contactelor principale : pe două trasee de curent din stînga (5÷12 după curățire) se ilustrează distrugerile produse de arcul electric, iar pe traseul din dreapta (1÷4) se prezintă gradul de oxidare a pieselor de contact. Cifrele impare

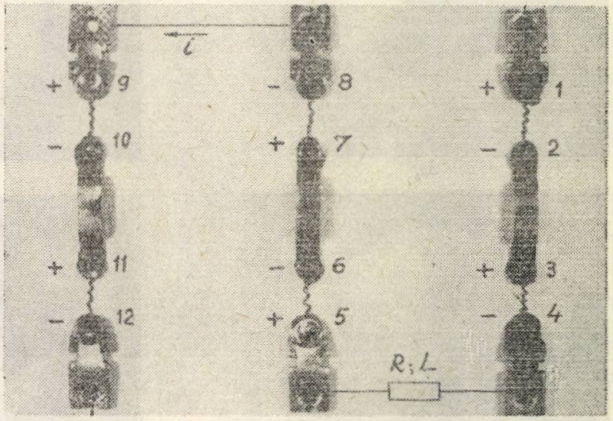


Fig. 3. Ansamblul desfășurat al contactelor principale ale contactorului TCA — 10, după o funcționare de 500 000 conectări în *RPI*, cu $DC = 40$ %, 6 locuri de rupere legate în serie (fig. 1 varianta b), alimentate în c.c.

reprezintă contactele cu polaritate pozitivă, iar cele pare, cu polaritate negativă. În figura 4*a*, *b*, *c* se prezintă la scară mărită (de 15 — 25 ori) aspectul suprafeţelor contactelor principale care vin în joncţiune.

Urmărind figurile 3 şi 4 *a*, *b*, *c* se constată că pe suprafeţele de lucru ale contactelor pozitive 5, 7, 9 şi 11 s-au produs cratere foarte pronunţate. Astfel, pe pastila de contact 7 au apărut trei cratere adînci, pierzîndu-se o mare cantitate de material. În mod similar pe pastilele 5, 9 şi 11 au apărut cratere de mare adîncime, fiind delimitate prin refulări proeminente de material, consecinţă posibilă în urma trecerii materialului în stare plastică. Sub acţiunea presiunii mecanice, exercitată de arcurile de rapel şi şocului de închidere, aceste suprafeţe rugoase îşi schimbă continuu înfăţişarea.

Pe pastilele de contact de polaritate negativă 6, 10 şi 12 se constată depuneri de material de formă semisferică, cu diametrul de circa 1 mm, iar pe pastila 8 există depunere de material de formă inelară.

Contactele ajunse într-un asemenea stadiu nu se recomandă a fi utilizate în continuare, decît după o prealabilă curăţire şi ajustare a suprafeţelor de lucru care vin în contact.

În consecinţă contactorul de tip TCA—10 după 500 000 conectări la *RPI* cu $DC = 40\%$, 6 locuri de rupere legate în serie, alimentate în curent continuu slab inductiv ($L/R = 2{,}73$ ms) sub tensiunea de 220 V prezintă la contactele principale importante degradări, care pot duce în continuare la micşorarea siguranţei în funcţionare (deci la o diminuare accentuată a fiabilităţii produsului). Această defecţiune se poate elimina numai prin numeroase intervenţii de curăţire şi ajustare a contactelor pe parcursul funcţionării contactorului, operaţii incomode pentru exploatare.

4. Încercări experimentale asupra contactorului TCA—32

Al treilea contactor de c.a. supus încercărilor de fiabilitate şi anduranţă, a fost de tipul

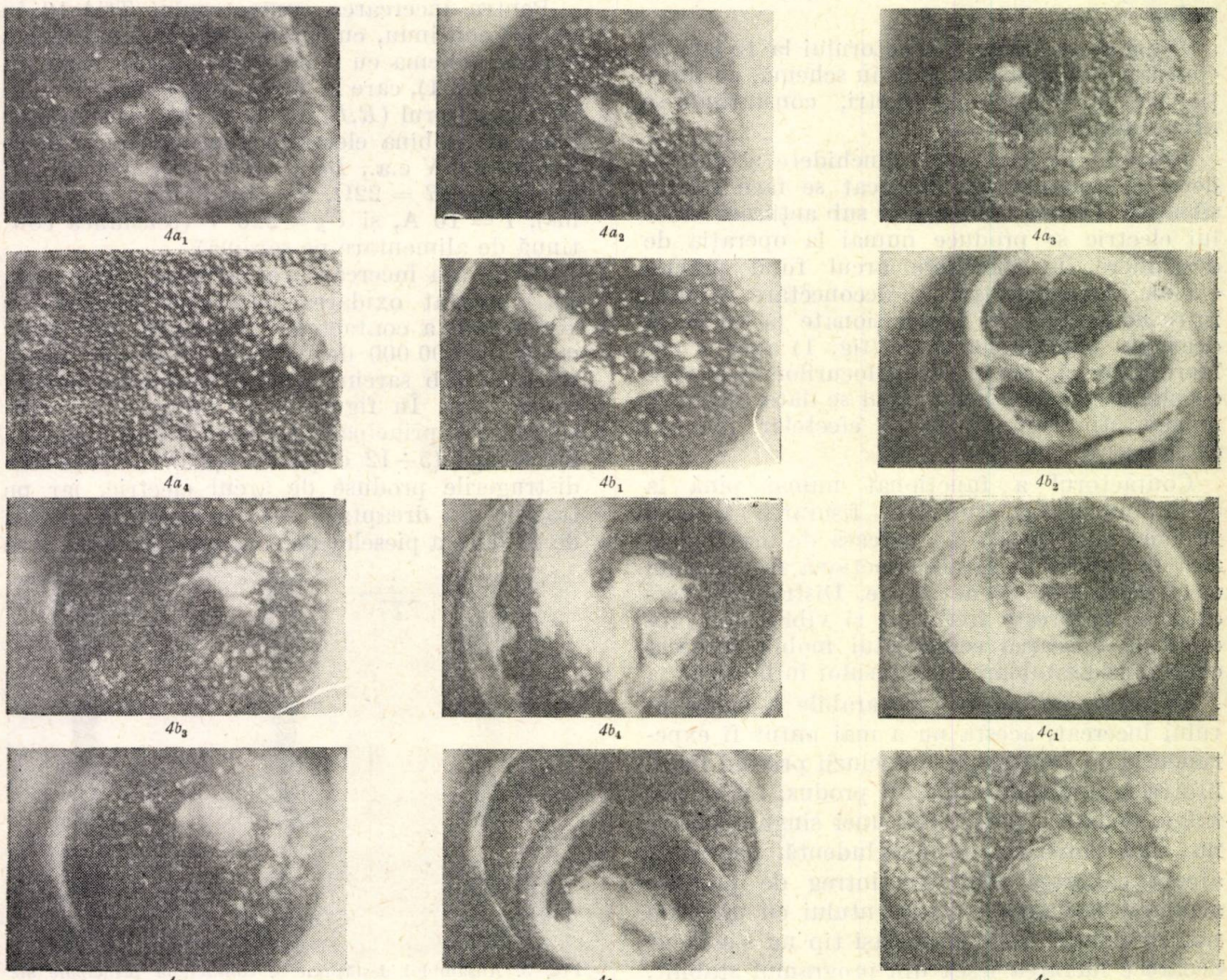


Fig. 4 a. Aspectul pastilelor de contact ale contactorului TCA-10, după 500 000 cicluri : contactele principale 1÷4.
Fig. 4 b. Aspectul pastilelor de contact ale contactorului TCA — 10, după 500 000 cicluri : contactele principale 5÷8.
Fig. 4 c. Aspectul pastilelor de contact ale contactorului TCA — 10, după 500 000 cicluri : contactele principale 9÷12.

TCA—32, tot de fabricație indigenă. În acest caz s-a pus problema *încercării funcționării contactorului la sarcină mai redusă față de curentul nominal* și, de asemenea, în circuite de *curent continuu slab inductive.*

Din catalogul de fabricație pentru contactoarele TCA—32 se dau următorii parametri: pentru curenții nominali $I_n = 6 \div 125$ A; a — rezistența la uzură mecanică 10 mil. conectări; b — rezistența la uzură electrică; 100% din sarcină — 3 mil. conectări, 40% din sarcină — 7,5 mil. conectări; puterea absorbită la deschidere $P = 130$ VA; puterea absorbită la închidere $P = 15$ VA; utilizarea contactoarelor TCA în circuitele de c.c. cu sarcini rezistive la curentul nominal $I_n = 32$ A și tensiunea de alimentare în circuitul contactelor principale $U_n = 220$ V; a — la 2 locuri de rupere în serie $I = 1{,}6$ A; b — la 4 locuri de rupere în seria $I = 10$ A; c — la 6 locuri de rupere în serie $I = 20$ A.

Din instrucțiunile de exploatare pentru contactoare TCA se dau următoarele date tehnice: contactoarele TCA se utilizează pentru acționarea motoarelor asincrone trifazate cu pornire directă, precum și pentru comanda și acționarea altor circuite de forță ca, de exemplu: pentru iluminat, cuptoare etc.; regimul normal de lucru AC 3 (vezi STAS 4479—68 revizuit); la frecvența de conectare $f_c = 600$ con/h și $DC = 40\%$, la $I_n = 32$ A și $U_n = 220$ V, puterea motoarelor $P = 7{,}5$ kW, durata de viață fiind de 3 mil. acționări; contactoarele TCA se montează pe panouri deschise sau dulapuri, iar bornele de intrare și ieșire sus și jos; mediul de montare fără praf și substanțe corosive (pentru medii speciale contactoare de același tip în varianta TH).

Contactorul TCA—32, supus încercărilor experimentale, a funcționat în următoarele condiții: curentul de lucru: $I = 16$ A (50% din I_n); tensiunea la contactele principale, $U = 220$ V (curent continuu); numărul de acționări: $n = 100\,000$ conectări; durata relativă de conectare: $DC = 40\%$; parametrii circuitului inductiv: $L = 70 \cdot 10^{-3}$ H, $R = 13{,}75\ \Omega$, deci constanta de timp a circuitului $T = L/R = 70 \cdot 10^{-3}/13{,}75 = 5{,}1 \cdot 10^{-3}$ s; temperatura medie ambiantă; $\theta_a = 24°C$; montarea pe panou în conformitate cu instrucțiunile de exploatare; sarcina a fost conectată conform schemei din figura 1, varianta b, cu 6 locuri de rupere în serie și decuplare totală de la sursă; bobina de acționare s-a alimentat în c.a. la 380 V.

După funcționarea contactorului TCA—32 la 100 000 acționări în condițiile menționate, din examinarea contactelor principale și camerelor de stingere rezultă următoarele constatări:

1. Contactele sînt puternic oxidate și corodate sub acțiunea termică a arcului electric, deși curentul de c.c. era slab inductiv, iar curentul staționar de lucru $I = 16$ A (50% din sarcina nominală în c.a.). S-a constatat o mare depunere de carbon pe întreaga suprafață (striată) a pastilelor de contact.

2. Migrațiunea de metal de pe pastila de contact pozitivă pe pastila negativă a provocat cratere și proeminențe cu diametrul de circa 2 mm.

3. Atît punțile de contact, cît și contactele fixe, legate cu bornele, au prezentat aproximativ aceleași distrugeri și oxidări puternice pe toate celei trei căi de curent.

4. Datorită poziției diferite a intervalelor de arc electric — 3 sus și 3 jos (cîte două în serie pe cele trei căi de curent poziționate pe verticală), sistemul de contacte de sus prezintă o oxidare mai accentuată decît sistemul de contacte așezate mai jos. Acest lucru se datorește faptului că la acțiunea forțelor electrodinamice, care tind să deplaseze arcul în exterior spre bornele de legătură, se asociază și suflajul parazit provocat de forțele de ascensiune ale mișcării convective pe verticală a aerului și gazelor fierbinți din arc. Astfel la contactele poziționate sus, cele două acțiuni se adună, iar la contactele poziționate jos — sînt antagoniste și din această cauză cele trei intervale de arc la contactele de jos lucrează în condiții mai defavorabile decît cele poziționate mai sus. În același mod nefavorabil vor funcționa și camerele de stingere inferioare, micșorîndu-li-se eficacitatea.

5. Suflajul arcului, indiferent de poziția contactelor, este diminuat și de forma constructivă a camerelor de stingere. Dacă acest principiu constructiv are eficacitate satisfăcătoare pentru funcționarea contactorului în c.a., în curent continuu cînd arcul poate avea o energie sporită (și durată de ardere mai mare), aceste camere de stingere nu mai sînt la fel de eficiente, ducînd la consecințele nefavorabile prezentate mai sus: comutația mai dificilă, mai ales la deschidere și scoaterea din uz prematură a contactelor principale, deși circuitul de c.c. era slab inductiv.

6. Comparînd aspectul contactelor de la TCA—32 cu TCA—10, care a funcționat 500 000 conectări sub curent nominal în c.c. contactele primului se află într-o situație evident mai bună, dar aproximativ comparabil cu CC—6. Totuși o asemenea comparație nu poate sta la baza unei concluzii deoarece cele trei contactoare au particularități constructive diferite.

7. Starea contactelor principale ale contactorului TCA—32 după 100 000 de conectări la $I = 16$ A și restul condițiilor menționate mai sus *nu permit continuarea funcționării fără o intervenție de remediere a pastilelor de contact și camerelor de stingere.*

Pentru funcționarea în bune condiții sînt necesare aducerea suprafețelor de contact la

planitatea (sau sfericitatea — bombamentul) corespunzătoare şi curăţirea de oxizi şi alte depuneri ale pastilelor şi pieselor metalice ale contactelor şi, de asemenea, curăţirea camerelor de stingere şi a altor piese din vecinătatea intervalelor de arc.

8. Cea mai mare dificultate o prezintă faptul că nu există norme precise care să indice momentul scoaterii din uz a contactelor principale funcţie de uzura electrică (sau mecanică) a acestora. Aprecierea gradului de uzură este foarte subiectivă şi dificil de prins în instrucţiuni de exploatare. În cazul considerat (TCA—32) funcţionarea trebuie întreruptă.

9. Conducţia curentului într-un asemenea caz de puternică oxidare a contactelor are următoarea explicaţie.

Este cunoscut că în aerul atmosferic pastilele de contact (în cazul de faţă cu suprafaţa striată) se acoperă iniţial cu o pătură moleculară de gaze de adsorbţie care se păstrează chiar la presiuni mari. Pe parcurs, această peliculă provoacă o reacţie chimică cu metalul şi la suprafaţa acestuia apare o pătură de oxid. În cazul contactoarelor studiate, pe suprafaţa de contact s-au depus din abundenţă şi alte substanţe străine, formîndu-se astfel o peliculă semiconductoare care se poate accepta practic de grosime uniformă.

La presiuni mecanice mari, pe pastilele de contact pătura de oxid poate fi distrusă, cu toate acestea pe suprafeţele care vin în atingere persistă o pătură de gaz de adsorbţie, care împiedică existenţa unei atingeri pur metalice. Pelicula semiconductoare provoacă astfel apariţia în contact a unei rezistenţe suplimentare, denumită rezistenţă peliculară, care adăugîndu-se la rezistenţa de stricţiune, determină împreună rezistenţa de contact propriu-zisă. În cazul nostru pătura formată pe peliculele de contact, avînd o grosime apreciabilă, *rezistenţa peliculară va depinde atît de grosimea peliculei cît şi de compoziţia acesteia*, ultima fiind neglijată în cazul peliculelor foarte subţiri.

La pelicule chimice atît rezistivitatea cît şi grosimea sînt neuniforme, rezistivitatea peliculară variind în timp.

În cazul nostru conducţia curentului nu poate fi asigurată prin efectul tunel. La grosimi mai mari ale păturii de oxizi conductivitatea care se constată în practică nu se datoreşte caracteristicilor peliculei, ci faptului că pelicula la joncţiunea contactelor sub acţiunea impactului pastilelor, sau se distruge mecanic în cîteva locuri, sau este străpunsă electric imediat după aplicarea tensiunii. Această străpungere de natură electrică se referă la fenomenul denumit fritting. Rezultatul final al frittingului sînt punţile microscopice prin pelicula izolatoare, ca rezultat al topirii locale a pastilelor.

10. Pentru micşorarea efectului distrugător al arcului electric se poate recomanda şuntarea intervalului de arc cu un condensator sau o diodă semiconductoare.

11. Contactorul TCA—32 poate fi utilizat la 50% din sarcină, adică la 16 A, în circuitele de c.c. uşor inductive dacă se face o revizie periodică la fiecare 50 000 de acţionări. La fiecare revizie se vor curăţi contactele şi camerele de stingere. Dacă contactorul rezistă din punct de vedere mecanic, atunci numai uzura contactelor principale vor determina scoaterea lui din uz. Controlul contactelor se va face periodic, lucru desigur incomod pentru exploatare.

12. La circuite puternic inductive (în medie $L/R \geqslant 1$ ms) acest tip de contactor nu poate fi utilizat la un număr mare de acţionări. Nu există pentru contactoarele indigene norme şi recomandări mai precise privind utilizarea lor în c.c., cu indicarea numărului limită minim de acţionări. Trebuie făcute foarte multe încercări, pînă la distrugere, pe un mare număr de contactoare de acelaşi tip.

5. Concluzii

În paragrafele anterioare pentru cele trei contactoare încercate s-au evidenţiat concluziile specifice fiecărei construcţii în parte. Ca o concluzie generală reiese faptul că, utilizarea contactoarelor de c.a. la comutaţia circuitelor inductive de c.c. necesită încă foarte numeroase încercări pentru stabilirea concretă a capacităţii lor de funcţionare, determinată de parametrii circuitului de c.c. şi de încărcarea acestuia. Principalul impediment este energia sporită a arcului electric care ia naştere la comutaţia circuitelor inductive de curent continuu, care duce la distrugerea rapidă a contactelor principale.

O creştere a duratei de funcţionare în c.c. se poate obţine numai pe calea reducerii substanţiale a curentului de sarcină şi a micşorării inductivităţii circuitului, soluţie total neeconomică.

Pe plan mondial utilizarea contactoarelor de c.a. în c.c. se face numai pe baza recomandărilor fabricii constructoare; lipsa, pînă în prezent, a unor norme de exploatare privind această utilizare ilustrează complexitatea problemei.

Bibliografie

[1] *Holm, R.* Electric Contacts Handbook., Berlin, Springer, 1958.
[2] *Keil, A.* Werkstoffe für elektrische Kontakte. Berlin, Springer, 1960.
[3] * * * Electroaparataj Bucureşti. Catalog general multiplicat de ICDT, Bucureşti, 1971.
[4] * * * Schiele Industriewerke K 6 — Einzelliste nr. 1 — Luftschütze — SBIK — 1970.
[5] *Hortopan, G.* Aparate electice. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică. 1972.
[6] *Suciu, I.* Aparate electrice. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1968.
[7] *Vasilievici, Al., Moldovan L.* Aparate electrice. Litografia Institutului politehnic „Traian Vuia" Timişoara, 1972.

CZ 621.3.013:621.3.052

CONCENTRATOR DE CIMP
DEFORMARE ELECTROMAGNETICĂ
CIMP ELECTROMAGNETIC

Concentratorii de cîmp şi energia de utilizare

MIHAI ŞERBĂNESCU* — Bucureşti

Concentratorii de cîmp utilizaţi la deformarea electromagnetică a metalelor se construiesc pentru o gamă largă de valori a energiei maxime de descărcare. Domeniul este cuprins între 2 kJ şi 84 kJ, dar valorile folosite cel mai frecvent se află între 2 kJ şi 12 kJ.

Creşterea energiei de la valorile mici înspre valorile mari ale domeniului se face pe seama creşterii capacităţii bateriei de condensatoare, întrucît tensiunea maximă folosită uzual de constructori este practic invariabilă (8÷10 kV).

Creşterea capacităţii bateriei de condensatoare este limitată însă prin condiţia care se cere îndeplinită la deformarea electromagnetică, ca frecvenţa să fie cuprinsă între 8 şi 12 kHz [1]. Cu schema echivalentă a circuitului de descărcare din figura 1, valabilă indiferent

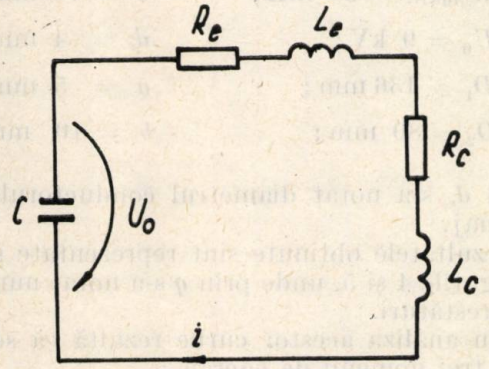


Fig. 1. Schema echivalentă a circuitului de descărcare.

de tipul concentratorului de cîmp, pentru un concentrator dat valoarea capacităţii rezultă din relaţia :

$$f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{(L_e + L_c)\,C} - \frac{(R_e + R_c)^2}{4\,(L_e + L_c)^2}}, \qquad (1)$$

unde s-a notat :

R_c — rezistenţa concentratorului de cîmp ;
L_c — inductivitatea concentratorului de cîmp ;
R_e — rezistenţa echivalentă a căilor de curent, bateriei de condensatoare şi aparatului de conectare ;
L_e — inductivitatea echivalentă a căilor de curent, bateriei de condensatoare şi aparatului de conectare.

Capacitatea bateriei de condensatoare poate fi majorată odată cu reducerea inductivităţii concentratorului de cîmp. Rezultă deci că numai unele tipuri de concentratori de cîmp pot fi folosite la capacităţi mari, deci la energii mari.

Pe de altă parte, la o valoare dată a energiei intervine problema alegerii tipului optim de concentrator de cîmp ; alegerea trebuie să ţină seama de eficienţa concentratorului şi de valoarea maximă a inducţiei magnetice realizate.

În această lucrare se determină domeniul de energie preferenţial al fiecărui tip de concentrator de cîmp, adică domeniul de energie în care acesta determină o frecvenţă care se încadrează în limitele admise. Totodată, pentru domeniile de energie în care pot funcţiona mai multe tipuri de concentratori, se stabileşte tipul care prezintă o eficienţă mai mare sau care produce inducţia magnetică de valoarea cea mai ridicată.

1. Eficienţa concentratorilor de cîmp

Din punctul de vedere al utilizării concentratorilor de cîmp la producerea de forţe, cum este cazul procedeului tehnologic al deformării electromagnetice, trebuie introdus un parametru care să indice eficienţa concentratorului. În cele ce urmează acest parametru se va numi chiar „eficienţă" şi se va nota cu η.

În expresiile presiunii electromagnetice exercitată de cîmpurile magnetice intense variabile în timp asupra conductoarelor cu simetrie cilindrică [2, 3], apare în factor pătratul valorii maxime a inducţiei magnetice, aplicată la suprafaţa conductorului. Eficienţa este deci direct proporţională cu această mărime. Totodată, eficienţa scade odată cu creşterea energiei iniţiale $W_0 = \frac{CU_0^2}{2}$ a bateriei de condensatoare. Prin urmare, eficienţa concentratoarelor de cîmp se va defini prin raportul

$$\eta = \frac{B_M^2}{W_0}\left[\frac{T^2}{J}\right]. \qquad (2)$$

* Dr. ing. *Şerbănescu, M.* este şef de lucrări la Catedra de măsuri şi aparate electrice, Institutul politehnic Bucureşti.

unde B_M este valoarea maximă a inducției magnetice produsă de concentratorul de cîmp la suprafața piesei de lucru.

2. Delimitarea domeniilor de energie preferențiale ale concentratorilor de cîmp

Principalele categorii de concentratori de cîmp sînt reprezentate de concentratorul cu bobină cilindrică (fig. 2) și concentratorul cu crestături (fig. 3), acesta din urmă avînd ca tipuri principale concentratorul cu bobine serie, concentratorul cu bobină elicoidală și concentratorul cu bobine paralel. Pentru fiecare dintre acești concentratori s-a considerat un număr mare de variante dimensionale și, impunînd frecvența de 10 kHz, s-au calculat capacitatea

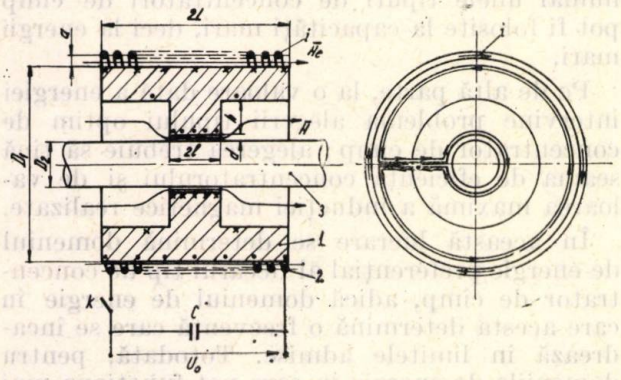


Fig. 2. Concentratorul de cîmp cu bobină cilindrică;
1 — corpul concentratorului; 2 — bobina concentratorului; 3 — piesa de lucru.

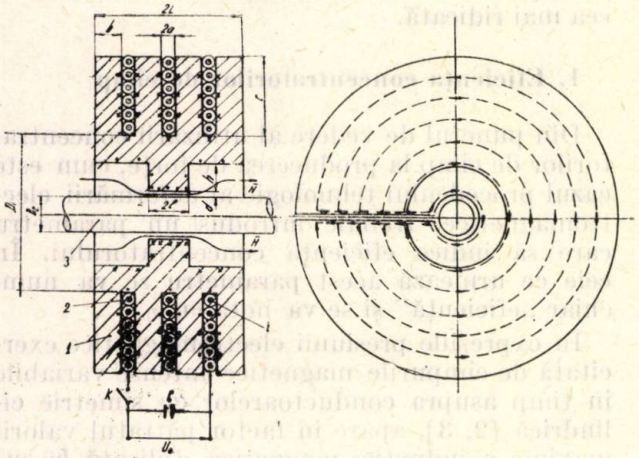


Fig. 3. Concentratorul de cîmp cu crestături:
1 — corpul concentratorului; 2 — bobină; 3 — piesa de lucru.

C a bateriei de condensatoare, valoarea maximă B_M a inducției magnetice realizate și eficiența η.

Pentru circuitul de descărcare din figura 1, curentul oscilatoriu amortizat este:

$$i(t) = \frac{U_0}{\omega L_t} e^{-\alpha t} \sin \omega t, \qquad (3)$$

unde:

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_t C}}; \quad \alpha = \frac{R_t}{2L_t} \qquad (4)$$

iar:

$$L_t = L_e + L_c; \quad R_t = R_e + R_c. \qquad (5)$$

Momentul t_M al maximumului primei alternanțe de curent este:

$$t_M = \frac{1}{\omega} \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\alpha}, \qquad (6)$$

iar valoarea maximă a curentului:

$$i_M = \frac{U_0}{L_t \sqrt{\omega^2 + \alpha^2}} e^{-\alpha t_M}. \qquad (7)$$

Pentru calculul inductivităților L_C, al rezistențelor R_C și al inducției magnetice maxime B_M, corespunzătoare vîrfului de curent i_M, s-au folosit relațiile prezentate în [4—6].

Concentratorii de cîmp și piesele de deformare s-au considerat din cupru, iar următoarele mărimi s-au păstrat constante:

$L_e|_{10\text{KHz}} = 0{,}5\ \mu\text{H}$; $l = 6$ mm;
$R_e|_{10\text{KHz}} = 20\ \text{m}\Omega$; $h = 15$ mm;
$U_0 = 9$ kV; $d_c = 4$ mm;
$D_1 = 136$ mm; $a = 5$ mm;
$D_2 = 80$ mm; $b = 10$ mm.

Cu d_c s-a notat diametrul conductorului de bobinaj.

Rezultatele obținute sînt reprezentate grafic în figurile 4 și 5, unde prin q s-a notat numărul de crestături.

Din analiza acestor curbe rezultă că se disting trei domenii de energie:

1. Domeniul energiilor mici (pînă la 4 kJ), în care funcționează concentratorul cu bobină

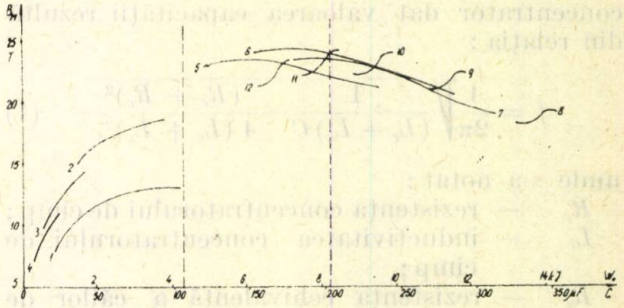


Fig. 4. Valoarea maximă a inducției magnetice realizată de concentratorii de cîmp:
Concentratorul de cîmp cu bobină cilindrică; (1). Concentratorul de cîmp cu crestături și bobine serie; 2 — $q = 2$; 3 — $q = 4$; 4 — $q = 6$). Concentratorul de cîmp cu crestături și bobine paralel 5 — $q = 2$; 6 — $q = 4$; 7 — $q = 6$; Concentratorul de cîmp cu crestătură și bobină elicoidală 8 — $q = 2$; 9 — $q = 3$; 10 — $q = 4$; 11 — $q = 5$; 12 — $q = 6$).

cilindrică şi concentratorul cu crestături şi bobine serie ; acesta din urmă este net superior, eficienţa şi inducţia magnetică realizată fiind mult mai înalte.

2. Domeniul energiilor medii (între 4 kJ şi 8 kJ), specific concentratorului cu crestături

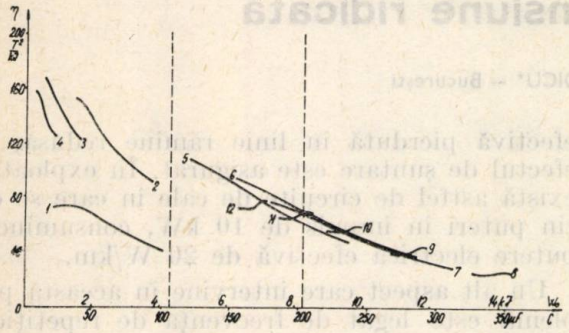


Fig. 5. Eficienţa concentratorilor de cîmp :
Concentratorul de cîmp cu bobină cilindrică (1). Concentratorul de cîmp cu crestături şi bobine serie ($2-q=2$; $3.-q=4$; $4.-q=6$). Concentratorul de cîmp cu crestături şi bobine paralel ($5-q=2$; $6-q=4$; $7-q=6$). Concentratorul de cîmp cu crestătură şi bobină elicoidală ($8-q=2$; $9-q=3$; $10-q=4$; $11-q=5$; $12-q=6$).

şi bobine paralel şi parţial concentratorului cu crestături şi bobină elicoidală. Concentratorul cu bobine paralel realizează însă inducţii magnetice de valori mai mari şi are eficienţa mai ridicată.

3. Domeniul energiilor mari (peste 8 kJ), în care pot funcţiona atît concentratorul cu crestături şi bobine paralel, cît şi concentratorul cu crestătură şi bobină elicoidală.

3. Concluzii

Funcţionarea în anumite limite de frecvenţă a concentratorilor de cîmp impune ca energia bateriei de condensatoare să fie corelată cu tipul concentratorului, sau mai precis, tipul concentratorului de cîmp să fie ales în funcţie de energia bateriei de condensatoare.

Din analiza comparativă a principalelor tipuri de concentratori de cîmp, utilizaţi la deformarea electromagnetică, rezultă că valorile energiei bateriei de condensatoare sînt cuprinse în trei domenii : domeniul energiilor mici, domeniul energiilor medii şi domeniul energiilor mari. Pentru fiecare dintre aceste domenii există cîte un singur tip de concentrator de cîmp (cu excepţia domeniului energiilor mari, unde există două tipuri) care este optim prin eficienţa şi valoarea inducţiei magnetice realizată.

Alegerea tipului de concentrator pentru primele două domenii de energie devine aşadar o operaţie simplă. În domeniul energiilor mari unde se pot folosi două tipuri de concentratori, alegerea se face ţinînd seama şi de considerente tehnologice sau constructive. De obicei este preferat concentratorul cu crestături şi bobine paralel, unul dintre motive fiind posibilitatea execuţiei compacte, cu bornă de mică inductivitate (de multe ori coaxială).

Bibliografie

[1] *Bühler, H.* Bemessung von Sichenverbindungess für ein Fügen durch Magnetumformung. În : Werkstatt und Betrieb, **104**, nr. 1, 1971, p. 45—51.

[2] *Şerbănescu, M.* Penetration of the harmonic magnetic field into the hollow circular cylindrical conductor and the electromagnetic pressure acting on it. In : Rev. Roum., Sci. Techn. — Electrotechn. et. Energ., **20**, nr. 3, 1975, p. 323—338.

[3] *Şerbănescu, M.* Transient response of the hollow circular cylindrical conductor to step excitation of magnetic field and electromagnetic pressure acting on it. În : Rev. Roum. Sci. Techn. — Electrotechn. et Energ., **22**, nr. 3, 1977.

[4] *Şerbănescu, M.* Intensitatea cîmpului magnetic produs de concentratorul de cimp cu bobină cilindrică. În : E.E.A. — Electrotehnica, **24**, nr. 8, 1976, p. 315—321.

[5] *Şerbănescu, M.* Calculation of the magnetic field intensity for slotted field concentrators. În : Rev. Roum. Sci. Techn. — Electrotechn. et Energ., **21**, nr. 3, 1976, p. 365—376.

[6] *Şerbănescu, M.* Scheme echivalente ale concentratorilor de cîmp. În : E.E.A. — Electrotehnica, **25**, nr. 8, 1977, p. 317—321.

CZ. 621.374.3:681.31

CIRCUIT DE CALE
FRECVENȚE DE LUCRU
CONSUM DE ENERGIE
IMPULSURI DE TENSIUNE

Răspunsul circuitului de cale cu semnal de control în impulsuri de tensiune ridicată

OVIDIU IANCU, ILIE BOICU* — București

Introducere

În raport cu circuitele de cale avînd semnal de control întreținut, circuitele de cale cu impulsuri prezintă o sensibilitate ridicată la șuntare [1]. Dacă însă suprafața de rulare a șinei este acoperită cu pelicule electroizolante, procesul de șuntare este îngreuiat; în astfel de cazuri, pentru amplitudini uzuale ale semnalului de control, efectul de șuntare poate să dispară cu totul. Astfel de situații pot fi întîlnite în stații, în linie curentă sau în triaje: linii secundare cu șine ruginite, șine acoperite cu un strat de pulberi calcaroase, nisip utilizat pentru aderență la tracțiune, produse petroliere etc.

Din încercările făcute pînă în prezent [5, 6], rezultă că efectul de șuntare este sigur dacă semnalul de control, aplicat între cele două fire ale căii, are o tensiune de ordinul a 100 V; amplitudinea ridicată a acestui semnal produce în prealabil o străpungere a peliculei electroizolante, permițînd astfel închiderea corectă a circuitului de control pe linia în stare ocupată.

Pe de altă parte, aplicarea în linie a unui semnal de control întreținut (fără variație în impuls) sub amplitudini ridicate este nerațională, deoarece conduce la pierderi electrice exagerat de mari în balastul căii. Considerînd o porțiune infinit mică de linie dx, aceste pierderi dP pot fi exprimate prin relațiile:

$$dP = \int \frac{R_b}{dx}(dI)^2 = R_b \int \frac{1}{dx}\left(\frac{U}{R_b}\,dx\right)^2 = \frac{U^2}{R_b}\int dx,$$

în care s-au mai notat:

R_b — valoarea rezistenței de balast a circuitului de cale;
I — intensitatea semnalului de control;
U — tensiunea semnalului de control.

Deoarece termenul dP este proporțional cu pătratul tensiunii aplicate, utilizarea unei amplitudini de ordinul a 100 V, necesară străpungerii peliculei electroizolante, conduce la pierderi exorbitante.

Dacă se utilizează semnale de control în impuls cu amplitudine ridicată, puterea electrică efectivă pierdută în linie rămîne redusă, iar efectul de șuntare este asigurat. În exploatare există astfel de circuite de cale în care se obțin puteri în impuls de 10 kW, consumînd o putere electrică efectivă de 20 W/km.

Un alt aspect care intervine în această problemă este legat de frecvența de repetiție a acestor impulsuri. Din cauză că atenuarea liniei crește rapid cu frecvența [4], impulsurile de amplitudine ridicată trebuie să aibă o frecvență cît mai joasă. Pentru acest motiv în practică s-au impus circuitele de cale, avînd semnale de control cu frecvența de 2÷4 Hz.

1. Forma și valoarea tensiunii semnalului emis în linie

Pentru obținerea unor impulsuri de tensiune ridicată în linie, se folosește, ca element integrator, un condensator C [1, 2], încărcat prin intermediul unui sistem de alimentare cu tensiunea U_0 și descărcat periodic pe linie prin intermediul unui element de comutație EC, frecvența descărcării fiind stabilită de un montaj auxiliar de comandă (fig. 1). Pentru ca energia înmagazinată de condensator să fie suficient de mare (la o valoare convenabilă a capacității) se recomandă folosirea unei tensiuni U_0 cît mai mare, limitată eventual de

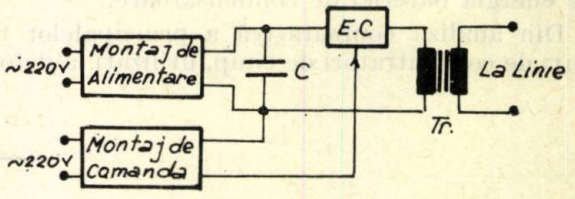


Fig. 1. Montaj pentru obținerea unor impulsuri de tensiune ridicată în circuitul de cale.

parametrii elementului de comutație. De aceea apare necesitatea unui transformator coborîtor de cuplaj cu linia, tensiunea convenabilă în linie fiind de 100÷150 V.

Spre a determina forma tensiunii în linie se folosește schema simplificată din figura 2, în care s-au presupus:

— condensatorul C încărcat la tensiunea U_0;

— rezistența elementului de comutație neglijabilă în perioada de conducție;

* Dr. ing. *Iancu, O.* și dr. ing. *Boicu, I.* își desfășoară activitatea la Institutul politehnic — București.

— transformatorul Tr ideal, cu raportul de transformare $n:1$;

— linia prezentînd la intrare o impedanţă egală cu cea caracteristică.

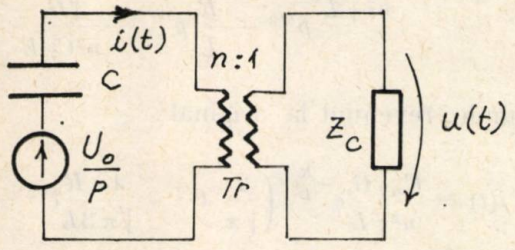


Fig. 2. Schema echivalentă a montajului pentru obţinerea unor impulsuri de tensiune ridicată în circuitul de cale.

În operaţional expresia tensiunii în linie este [2]:

$$U(p) = \frac{U_0}{n} \frac{\sqrt{p + \frac{R}{L}}}{p\sqrt{p + \frac{R}{L}} + \frac{\sqrt{G}}{n^2 C\sqrt{L}}}, \qquad (1)$$

unde: R, L, C sînt parametrii primari ai circuitului de cale (capacitatea liniară se neglijează datorită frecvenţelor suficient de joase la care se lucrează).

Se efectuează, în planul complex, următoarele schimbări de variabilă:

$p' = p + \frac{R}{L}$, deplasarea originii cu mărimea $\frac{R}{L}$ echivalînd în domeniul timp cu înmulţirea: $e^{-\frac{R}{L}t}$;

$p'' = \sqrt{p'}$, echivalînd în domeniul timp cu transformarea

$$u'(t) = \frac{1}{\sqrt{\pi t}} \int_0^\infty \frac{\mathrm{d}u''(x)}{\mathrm{d}x} e^{-\frac{x^2}{4t}} \mathrm{d}x. \qquad (2)$$

Cu aceste schimbări de variabilă $U(p'')$ devine:

$$U(p'') = \frac{U_0}{n} \frac{p''}{p''^3 - \frac{R}{L} p'' + \frac{\sqrt{G}}{n^2 C\sqrt{L}}}$$

Se notează rădăcinile numitorului cu

$$p_1'' = A + B;$$

$$p_2'' = \varepsilon A + \varepsilon^2 B;$$

$$p_3'' = \varepsilon^2 A + \varepsilon B;$$

unde:

$$A = \sqrt[3]{-\frac{\sqrt{G}}{2n^2 C\sqrt{L}} + \sqrt{\frac{G}{4n^4 C^2 L} - \frac{R^3}{27L^3}}},$$

$$B = \sqrt[3]{-\frac{\sqrt{G}}{2n^2 C\sqrt{L}} - \sqrt{\frac{G}{4n^4 C^2 L} - \frac{R^3}{27L^3}}},$$

iar ε este rădăcina cubică primitivă a unităţii.

Revenind la original:

$$u''(t) = \frac{U_0}{n}\left[\frac{t}{1!} + \frac{ABt^3}{3!} + \frac{(A^3 + B^3)t^4}{4!} + \frac{3(AB)^2 t^5}{5!} + \ldots\right],$$

şi ţinînd seama de transformările efectuate asupra imaginii rezultă:

$$u(t) = \frac{U_0}{n} \frac{e^{-\frac{R}{L}t}}{\sqrt{\pi t}} \int_0^\infty \left[1 + \frac{ABx^2}{2!} + \frac{(A^3 + B^3)x^3}{3!} + \frac{3(AB)^2 x^4}{4!} + \ldots\right] e^{-\frac{x^2}{4t}} \mathrm{d}x =$$

$$= \frac{U_0}{n} e^{-\frac{R}{L}t}\left[1 + (AB)t + \frac{4}{3\sqrt{\pi}}(A^3 + B^3)t^{3/2} + \frac{3}{2}(AB)^2 t^2 + \ldots\right].$$

Înlocuind mărimile A şi B se obţine expresia tensiunii în linie

$$u(t) = \frac{U_0}{n} e^{-\frac{R}{L}t}\left(1 + \frac{R}{3L}t - \frac{4}{3\sqrt{\pi}} \frac{\sqrt{G}}{n^2 C\sqrt{L}} t^{3/2} + \frac{3}{2}\frac{R^2}{9L^2} t^2 + \ldots\right). \qquad (3)$$

Se consideră, pentru exemplificare, o şină tip 49 sudată pentru care, la o frecvenţă medie de 100 Hz, parametrii primari au valorile [4]:

$R = 0{,}7673\ \Omega/\mathrm{km}$; $L = 2{,}355\ \mathrm{mH/km}$; $G = 1\ S/\mathrm{km}$ (valoare maximă a conductanţei transversale).

Alegînd:

$C = 100\ \mu\mathrm{F}$; $n = 3{,}33$; $U_0 = 500\ \mathrm{V}$;

se calculează cu expresia (3), forma semnalului emis în linie, formă care este reprezentată grafic în figura 3. Se consideră că în momentul

în care $u(t)$ este egal cu zero, elementul de comutație (de exemplu tiristor) se blochează, începînd un nou ciclu de încărcare a condensatorului. Energia înmagazinată în linie și în transformator va da naștere unui impuls negativ de amplitudine mai mică (trasat prin puncte în figura 3). Este de menționat faptul că in-

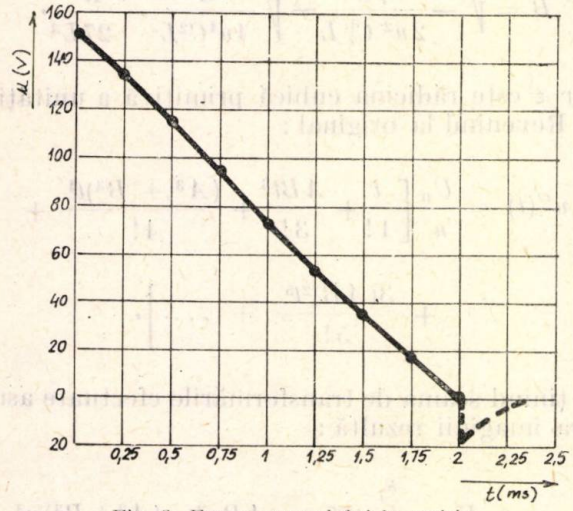


Fig. 3. Forma semnalului la emisie.

ductivitatea de scăpări a transformatorului, care a fost neglijată în expresia (1), va înrăutăți frontul anterior al semnalului în linie și, deci, este de dorit ca ea să fie cît mai mică posibil. În ceea ce privește neglijarea termenilor de ordin superior, în expresia (3), aceasta este pe deplin justificată (însuși termenul în t^2 este neglijabil).

Din figura 3 rezultă că forma tensiunii în linie este bine aproximată pe durata 0÷2 ms de expresia :

$$u(t) = U\left(1 - \frac{t}{\tau}\right), \qquad (4)$$

cu : $U = U_0/n$ și : $\tau = 2$ ms.

Eroarea relativă, care apare în această aproximație, are o valoare maximă de 3% (amplitudinea reală în funcție de timp variază cu cel mult $\pm 3\%$ față de variația liniară admisă pentru frontul de descreștere a impulsului).

2. Forma și valoarea curentului prin elementul de comutație

Din figura 2 rezultă, în operațional, expresia curentului prin elementul de comutație :

$$I(p) = \frac{U_0\sqrt{G}}{n^2\sqrt{L}} \frac{1}{p\sqrt{p + \frac{R}{L} + \frac{\sqrt{G}}{n^2C\sqrt{L}}}}. \qquad (5)$$

Utilizînd aceleași schimbări de variabilă în planul complex ca și la calculul tensiunii în linie, rezultă :

$$I(p'') = \frac{U_0\sqrt{G}}{n^2\sqrt{L}} \frac{1}{p''^3 - \frac{R}{L}p'' + \frac{\sqrt{G}}{n^2C\sqrt{L}}}.$$

de unde, revenind la original :

$$i(t) = \frac{U_0\sqrt{G}}{n^2\sqrt{L}} e^{-\frac{R}{L}t}\left(\frac{2}{\sqrt{\pi}}t^{1/2} + \frac{4}{\sqrt{\pi}}\frac{R}{3L}t^{3/2} - \right.$$

$$\left. - \frac{\sqrt{G}}{2n^2C\sqrt{L}}t^2 + \ldots\right). \qquad (6)$$

Cu ajutorul expresiei (6), pentru aceleași valori ale parametrilor liniei și schemei ca și în paragraful precedent, rezultă variația în timp a curentului, prin elementul de comutație, reprezentată grafic în figura 4.

Elementul de comutație ales trebuie să aibă curentul maxim admisibil mai mare decît valoarea maximă obținută mai sus. Este suficient

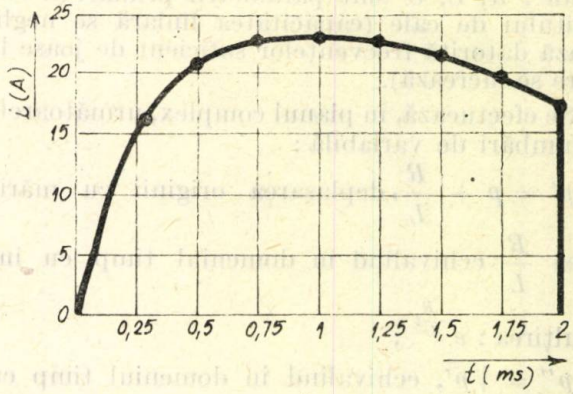


Fig. 4. Forma curentului prin elementul de comutație.

a face verificarea pentru conductanța maximă, deoarece odată cu scăderea acesteia se micșorează și valoarea curentului $i(t)$.

3. Parametrii semnalului la recepție

Determinarea teoretică a formei tensiunii la recepție este o problemă laborioasă datorită faptului că semnalul la emisie, de formă triunghiulară (expresia 4), are un spectru foarte larg, iar parametrii longitudinali ai circuitului de cale (rezistența și inductivitatea) sînt puternic dependenți de frecvență [4].

Cel mai simplu mod de rezolvare a problemei [2, 3] constă în descompunerea semnalului de la emisie în serie Fourier și însumarea la recepție a componentelor esențiale ca amplitudine, cu luarea în considerație a atenuării și

defazării liniei pentru fiecare componentă în parte.

Semnalul de formă triunghiulară de la emisie (expresia 4) se descompune în serie Fourier conform expresiei :

$$u_1(t) = b_0 + \sum_{m=1}^{\infty} b_m \sin(m\omega t + \varphi_m), \qquad (7)$$

unde :

ω — pulsaţia fundamentalei ;
T — perioada semnalului ;

$b_0 = \frac{U}{2} r$, componenta medie ;

$r = \frac{\tau}{T}$;

$$b_m = \frac{2U}{4\pi^2 m^2} \sqrt{(2\pi mr - \sin 2\pi mr)^2 + (1 - \cos 2\pi mr)^2}$$

(amplitudinea componentei de pulsaţie $m\omega$) ;

$\varphi_m = \text{arc tg} \frac{1 - \cos 2\pi mr}{2\pi\, mr - \sin 2\pi mr}$ (faza componentei de pulsaţie $m\omega$).

Constanta de propagare a liniei poate fi calculată pentru pulsaţia fiecărei componente :

$$\gamma_m = \alpha_m + j\beta_m = \sqrt{(R_m + jm\omega L_m)\, G},$$

unde : R_m şi L_m sînt parametrii longitudinali pentru pulsaţia $m\omega$.

Pentru componenta medie rezultă :

$$\gamma_0 = \alpha_0 = \sqrt{R_0 G},$$

unde R_0 este rezistenţa longitudinală în curent continuu a liniei.

Considerînd circuitul de cale de lungime l, terminat pe impedanţa sa caracteristică, forma semnalului la recepţie se obţine însumînd componentele de la emisie atenuate şi defazate, ca urmare a propagării pe linie, corespunzător pulsaţiei fiecăreia. Rezultă :

$$u_2(t) = b_0 e^{-\alpha_0 l} + \sum_{m=1}^{\infty} b_m e^{-\alpha_m l} \sin(m\omega t + \varphi_m - \beta_m l). \qquad (8)$$

Calculul expresiei (8), chiar în condiţiile luării în consideraţie a unui număr relativ mic de componente, este destul de laborios, ceea ce impune utilizarea unui calculator numeric. În figura 5 este reprezentată organigrama de calcul a tensiunii la recepţie, conform expresiei (8), într-un număr de i momente echidistante (plasate la δ secunde), cu considerarea tuturor componentelor a căror amplitudine reprezintă la recepţie cel puţin k procente din componenta medie a semnalului la recepţie.

Organigrama din figura 5 a fost folosită pentru calculul, pe un calculator FELIX C 256,

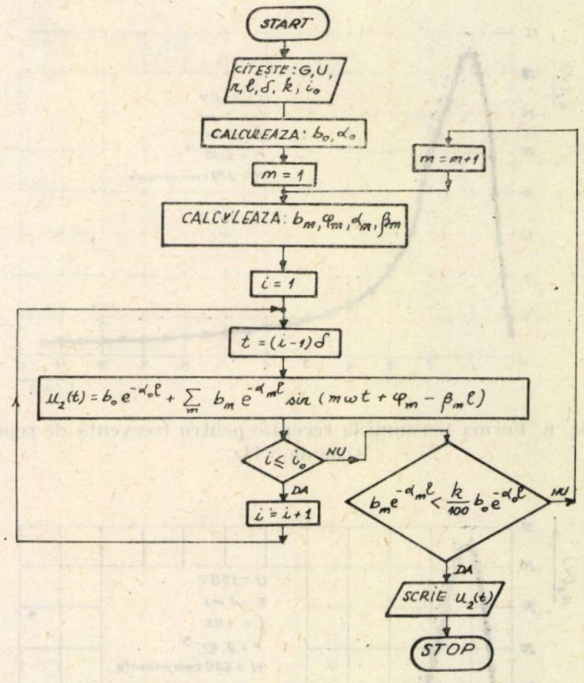


Fig. 5. Organigrama de calcul a tensiunii semnalului la recepţie.

a semnalului la recepţie, pentru un circuit de cale cu lungimea $l = 1$ km, corespunzător semnalului la emisie din figura 3 :

$$u_1(t) = U\left(1 - \frac{t}{\tau}\right),$$

unde :

$U = 150$ V şi $\tau = 2$ ms.

Dependenţa de frecvenţă a parametrilor primari [4] a fost considerată, pentru o şină tip 49 sudată, conform expresiilor :

$$R_m = \left((0{,}0439 + 0{,}07234 \sqrt{\frac{m\omega}{2\pi}}\right) \Omega/\text{km},$$

$$L_m = \left(1{,}21 + 11{,}45/\sqrt{\frac{m\omega}{2\pi}}\right) \text{mH/km}.$$

Calculul a fost efectuat de două ori, prima dată pentru 24 momente distanţate la intervalul $\delta = 0{,}1$ ms şi a doua oară, în aceleaşi condiţii, pentru 24 momente distanţate la intervalul $\delta = 0{,}5$ ms (a fost folosit acest procedeu pentru a obţine o precizie mai mare pe

intervalul în care tensiunea la recepţie atinge valoarea sa maximă). Au fost considerate în calcul componentele a căror amplitudine, la recepţie, depăşeşte 5 % din valoarea componentei medii la recepţie ($k = 5$).

Rezultatele obţinute au fost reprezentate grafic în figurile 6 şi 7 pentru frecvenţa de repe-

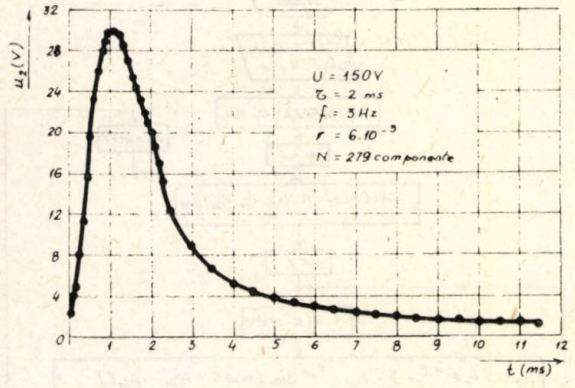


Fig. 6. Forma tensiunii la recepţie pentru frecvenţa de repetiţie de 3 Hz.

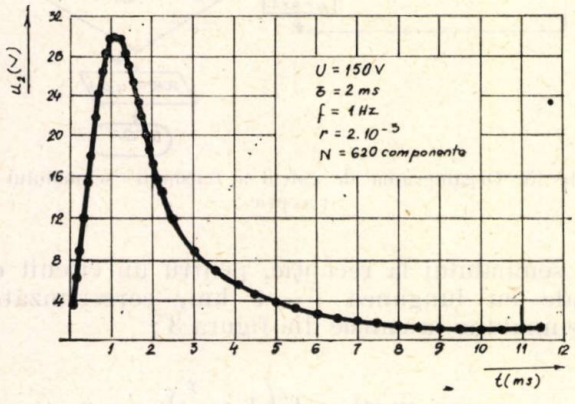


Fig. 7. Forma tensiunii la recepţie pentru frecvenţa de repetiţie de 1 Hz.

tiţie de 3 Hz ($r = 6 \cdot 10^{-3}$) şi respectiv 1 Hz ($r = 2 \cdot 10^{-3}$). Se remarcă faptul că forma semnalului şi amplitudinea sa nu depind esenţial de frecvenţa de repetiţie (pentru aceste frecvenţe foarte joase), ci de amplitudinea şi de durata semnalului de la emisie.

Puterea semnalului la recepţie poate fi calculată grafic, utilizînd figurile 6 şi 7. De exemplu, puterea aparentă la recepţie are expresia :

$$S = \frac{\sum_i U_i^2 \Delta t_i}{2 |Z_c| T}, \qquad (9)$$

unde U_i reprezintă amplitudinea medie a tensiunii pe intervalul Δt_i.

Alegînd $\Delta t_i = 0{,}1$ ms, pentru $|Z_c| = 1{,}28\ \Omega$ (valoare medie pentru frecvenţa de 100 Hz) puterea aparentă la recepţie are valoarea 0,53 VA pentru frecvenţa de repetiţie de 1 Hz şi de 1,59 VA pentru 3 Hz.

Din relaţia (9) rezultă că puterea aparentă la recepţie este proporţională cu frecvenţa de repetiţie :

$$S = af. \qquad (10)$$

coeficientul de proporţionalitate fiind funcţie de amplitudinea şi de durata semnalului de la emisie ca şi de parametrii pimari şi lungimea circuitului de cale.

Cunoscînd puterea necesară pentru acţionarea sigură a receptorului şi estimînd pierderile de la emisie şi recepţie (pierderi întransformatoarele de cuplaj, pierderi de neadaptare), relaţia (9) poate fi utilizată pentru determinarea frecvenţei de repetiţie în condiţiile unui semnal dat la emisie şi a unei linii cunoscute.

4. Concluzii

Din dezvoltările efectuate rezultă că forma tensiunii semnalului de control emis în linie (fig. 3), poate fi uşor aproximată cu o eroare relativă maximă de 3 %, ceea ce este acoperitor pentru activitatea de proiectare sau de reglaj şi verificare practică a unor astfel de circuite de cale.

Pe de altă parte, forma curentului semnalului de control emis în linie (fig. 4) indică o bună distribuţie în timp a amplitudinii, ceea ce este convenabil pentru elementul de comutaţie ce urmează a fi utilizat ; acesta va fi stabilit pentru conductanţa maximă a liniei.

În final, la elaborarea structurii echipamentului pentru acest tip de circuit de cale, se pune problema stabilirii celei mai judicioase soluţii (relaţiile 9 şi 10) :

— un receptor mai puţin sensibil şi un consum de energie electrică mai ridicat (frecvenţă mai mare pentru impulsuri) ;

— un receptor mai sensibil şi un consum mai scăzut de energie electrică (frecvenţă mai mică pentru impulsuri), este evident, convenabil a se adopta ultima soluţie.

Rezultatele din lucrare, obţinute pe cale teoretică, sînt confirmate prin măsurări efectuate pe unele circuite de cale reale [5, 6]. Relaţiile stabilite sînt utile în activitatea de proiectare, de reglaj şi de verificare a circuitelor de cale cu semnal de control în impulsuri de tensiune ridicată ; această utilitate este justificată de faptul că în literatura de specialitate, din ţară şi de peste hotare, lipsesc elementele necesare desfăşurării unor astfel de calcule.

Bibliografie

[1] *Boicu, I.* Bloc de linie automat și instalații speciale. București, Ed. didactică și Pedagogică, 1965.

[2] *Boicu, I., Iancu, O.* Contribuții la calculul circuitelor de cale cu peliculă electroizolantă. Comunicare la sesiunea Institutului politehnic-București, 1966.

[3] *Adămuț, I. A.* Analiza propagării undelor electromagnetice pe linii în regim tranzitoriu. București, Ed. Academiei, 1972.

[4] *Iancu, O.* Dependența de frecvență a parametrilor primari ai circuitelor de cale. În : Revista căilor ferate române, vol. 2, nr. 2, februarie 1972, p. 63—69.

[5] * * * Circuit de voie à impulsions de tension elevée. Documentație tehnică. Firma Jeumont — Schneider Paris.

[6] * * * Instalații de legătură între cale și tren : circuite de cale speciale și autostop. Culegere documentară. Ministerul Căilor Ferate — Centrul de documentare și publicații tehnice, 1968.

CZ. 681.118

CRONOMETRU ELECTRONIC
PROIECTARE
UTILIZARE

Cronometru pentru competiții sportive

M. DRĂGULINESCU, M. DRAGOMIRESCU, I. NICOLESCU, P. SVASTA, O. DRAGOMIRESCU* — București

Printre informațiile pe care o tabelă electronică de afișaj pentru competiții sportive trebuie să le ofere spectatorilor se numără și acelea referitoare la timpul de joc, timpul care a mai rămas pînă la terminarea partidei și duratele prelungirilor.

Pentru întrecerile sportive desfășurate în săli, timpul de joc maxim pe repriză este de 30 minute. La proiectarea cronometrului s-a avut în vedere această dată pentru stabilirea capacității sale maxime.

O cerință de bază de care s-a ținut seama în construcția cronometrului a fost aceea de a se indica spectatorilor nu timpul cît s-a jucat, ci timpul care a mai rămas pînă la sfîrșitul partidei. Este evidentă necesitatea de a indica timpul total de joc încă înainte de începerea partidei.

Prin tema de proiectare s-a ales soluția constructivă care să permită indicarea următorilor timpi de joc : 1, 3, 5, 10, 15, 20, 25 și 30 minute. Plecînd de la una dintre aceste opt date, cronometrul indică numărul de minute și de secunde care au mai rămas de jucat pînă la sfîrșitul partidei. Cronometrul începe să numere invers la o comandă simultană cu semnalul de începerea jocului. Printr-o altă comandă cronometrul poate fi oprit în starea în care se află. Această comandă poate coincide cu semnalul de întrerupere a jocului. Repunerea în funcțiune a cronometrului poate avea loc concomitent cu reluarea jocului prin deblocarea stării în care el a fost oprit. În acest fel se obține cronometrarea timpului efectiv de joc.

Comenzile pe care cronometrul le primește sînt emise de la un pupitru de comandă pe două căi. Calea 1 este folosită pentru transmiterea informațiilor privind timpul de joc (în total 8 semnale codificate), iar calea 2 este afectată transmiterii informațiilor „pornește" și „oprește". Transmiterea are loc numai în sensul pupitru de comandă — cronometru. Semnalele electrice sînt codificate conform principiilor expuse în [1].

Echipamentele de emisie și de recepție sînt identice cu cele prezentate în [1]. La ieșirile receptorului de cale se obțin, în urma prelucrării semnalelor primite, un impuls de ștergere, un impuls de validare a transferului și un tren de impulsuri care reprezintă informația propriu-zisă (fig. 1).

Trenul de impulsuri obținut la ieșirea receptorului căii 1 poate conține 1, 3, 5, 10, 15, 20, 25 sau 30 de impulsuri, în funcție de timpul de joc care trebuie să fie afișat. Trenul de impulsuri corespunzător căii 2 conține un impuls pentru comanda „pornește" și nici un impuls pentru comandă „oprește". În acest din urmă caz se utilizează numai impulsul de ștergere transmis pe calea 2.

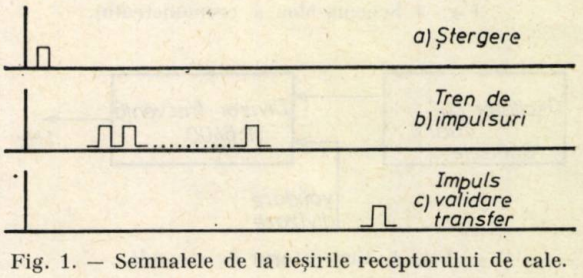


Fig. 1. — Semnalele de la ieșirile receptorului de cale.

* Dr. ing. *Marin Drăgulinescu*, ing. *Mariela Dragomirescu*, dr. ing. *Ioan Nicolescu* și ing. *Paul Svasta* sînt șefi de lucrări la Catedra de tehnologie electronică și fiabilitate, iar ing. *Ovidiu Dragomirescu* este asistent la aceeași catedră a Institutului politehnic — București.

Afișarea minutului și secundei se poate face fie în sistemul cu 7 segmente, fie în sistemul cu mozaic de 5 × 7 becuri. Este posibil ca în cazul afișării minutelor și secundelor de la 1 la 9 cifra 0 care precede cifrele respective să rămînă stinsă sau aprinsă.

Legătura dintre pupitrul de comandă și cronometru (tabela de afișaj) se realizează prin cablu cu 2 fire ecranate (fig. 2).

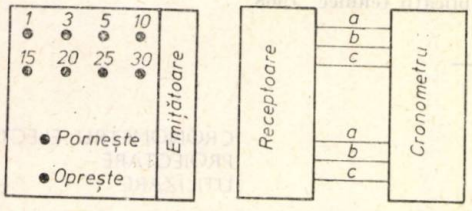


Fig. 2. Legătura pupitru de comandă-cronometru.

Realizarea de principiu a cronometrului

Cronometrul se compune, în principal, dintr-un generator de secundă, un numărător de secunde, un numărător de minute, circuite de decodificare și afișare și circuite auxiliare (fig. 3).

Generatorul de secundă este un oscilator cu frecvența de 6 400 Hz stabilizat cu cuarț urmat de un divizor de frecvență cu factorul de divizare de 6 400 (fig. 4).

Semnalul de validare a divizării provine de la circuitele auxiliare și este rezultatul prelucrării

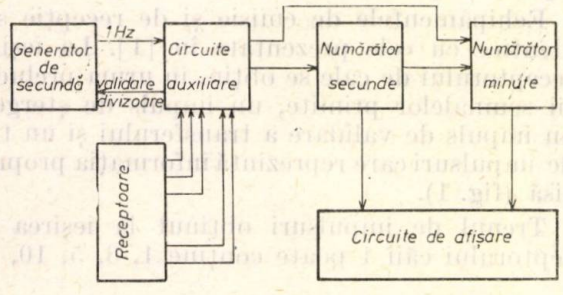


Fig. 3. Schema-bloc a cronometrului.

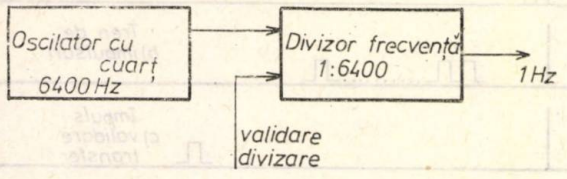


Fig. 4. Generatorul de secundă.

comenzilor „pornește" și „oprește" cronometru. Acest semnal blochează divizorul de frecvență cînd ia valoarea binară „0", astfel încît ieșirea divizorului rămîne la valoarea binară la care se afla la momentul respectiv. Avantajul acestui mod de oprire a cronometrului constă în faptul că se micșorează eroarea cu care se cronometrează timpul de joc, care a mai rămas pînă la sfîrșitul partidei, în cazurile în care au loc întreruperi ale jocului, deci opriri ale cronometrului. Justificarea se poate da cu ajutorul diagramelor din figura 5.

În diagrama 5a sînt prezentate impulsurile de la ieșirea generatorului de 6 400 Hz. Sînt generate 6 400 de impulsuri într-o secundă. În diagrama 5b este prezentat semnalul de la ieșirea divizorului de frecvență. Dacă oprirea cronometrului s-ar face prin interzicerea semnalului de la ieșirea divizorului, eroarea absolută maximă în cronometrarea timpului care a mai rămas de jucat ar fi egală cu timpul t_2 (fig. 5b). Eroarea absolută maximă în cazul opririi cronometrului prin blocarea divizorului este egală cu jumătate din perioada de repeti-

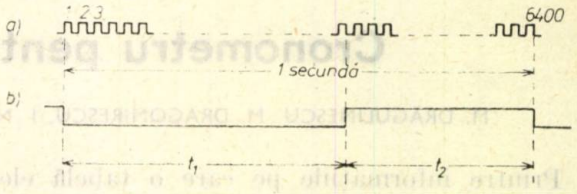


Fig. 5. Validarea divizării de frecvență.

ție a impulsurilor aplicate la intrarea divizorului:

$$\varepsilon_{max} = \frac{T}{2} = \frac{1}{2f} = \frac{1}{12\,800}\ \text{s} = 80\ \mu\text{s}.$$

Divizorul de frecvență este construit din două circuite bistabile tip y-k (CDB 473E), două numărătoare zecimale CDB 490E și un numărător binar cu 4 biți tip CDB 493E, conform schemei din figura 6.

Numărătorul de secunde și de minute este constituit din patru numărătoare zecimale sincrone reversibile integrate de tipul CDB 4 192E afectate numărării unităților de secunde, zecilor de secunde, unităților de minute și zecilor de minute. Numărătorul de zeci de secunde a fost adaptat pentru a număra invers de la 6. Circuitul CDB 4 192E permite această adaptare prin încărcarea lui în paralel cu numărul 6 la o comandă potrivită. În procesul

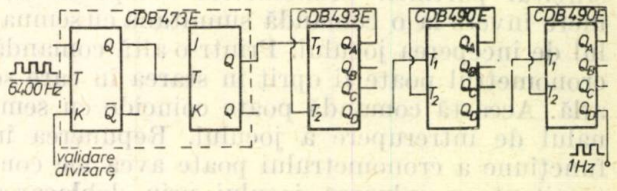


Fig. 6. Divizorul de frecvență.

de numărare inversă, cînd numărătorul CDB 4 192E ajunge în starea „0", se emite un impuls de „împrumut" pe durata unui impuls de tact. Dacă acest impuls este aplicat pe intrarea de comandă a încărcării paralel, numărătorul se încarcă cu informația numerică pre-

zentă pe intrările paralel, iar la terminarea impulsului de tact va trece în starea inferioară. În figura 7 sînt prezentate diagramele de semnal corespunzătoare funcționării numărătorului adaptat pentru 6 stări (0, 1, 2, 3, 4 și 5). Încărcarea paralel se face cu numărul 6.

La frontul pozitiv al impulsului *b* numărătorul trece din starea 1 în starea 0. La apariția

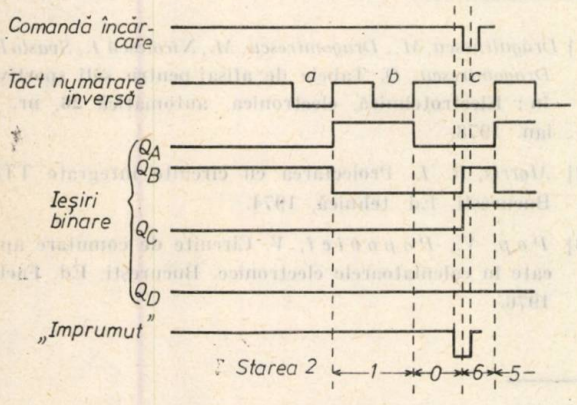


Fig. 7. Încărcarea numărătorului CDB 4 192 E pentru funcționare în șase stări.

impulsului *c* este emis impulsul de împrumut. Acesta, fiind aplicat la intrarea de comandă a încărcării, determină forțarea numărătorului în starea 6, dictată de numărătorul binar 6 aplicat la intrările paralel. Trecerea în starea 6 duce la dispariția impulsurilor de împrumut și de încărcare. Frontul pozitiv al impulsului de tact *c* determină schimbarea stării numărătorului din 6 în 5. Așadar, stările 0 și 6 există pe durata unei perioade de repetiție a impulsurilor de tact. Modul de funcționare propus este posibil deoarece timpii de întîrziere datorită propagării sînt pentru impulsurile de împrumut și de „încărcare" de 16—24 ns, respectiv de 27—40 ns, în condiții normale de funcționare.

Ținînd seama de cerințele impuse cronometrului, numărătorul de secunde numără numai în sens invers, iar numărătorul de minute numără în sens direct la încărcarea cronometrului cu timpul de joc total sau cu timpul ce indică prelungirile și în sens invers pe durata desfășurării partidei.

Circuitele auxiliare au rolul de a forma semnalul de validare a generării secundei și de a schimba sensul de numărare a numărătorului de minute cînd se recepționează semnale de pe calea 1.

Schema numărătorului de secunde și minute și cea a circuitelor auxiliare este dată în figura 8.

Decodificarea din binar în zecimal se face cu circuite CDB 442E. Afișarea se poate face fie în sistemul cu 7 segmente, fie în sistemul cu mozaic de becuri, structura circuitelor de afișaj depinzînd de sistemul ales.

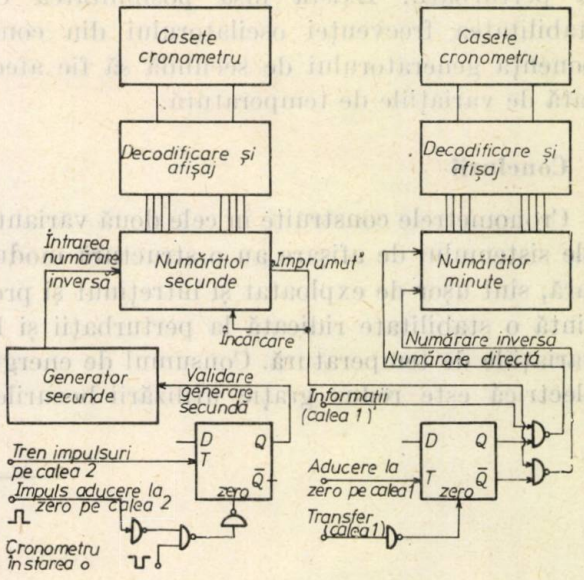


Fig. 8. Schema detaliată a cronometrului.

Realizarea constructivă

Unitățile de afișaj ale cronometrului sînt construite sub forma a patru casete (unități secunde, zeci secunde, unități minute și zeci minute). Formele cifrelor se obțin prin aprinderea unor becuri de 2,4 W cu reflector, amplasate în sistemul 7 segmente sau în sistemul $7 \times 5 = 35$ becuri. Aprinderea becurilor se face cu tiristoare comandate de circuitele de afișaj primare care prelucrează semnalele de la ieșirile decodificatoarelor CDB 442E. O casetă corespunde uneia din cele patru părți ale numărătorului. Acest fapt a permis ca circuitria afectată unei casete să fie amplasată chiar în casetă. De aici rezultă posibilitatea construirii modulare și cu aceeași structură a circuitriei a celor patru casete. Din motive de economicitate și de spor de fiabilitate, în cazul unei producții de numai cîteva cronometre, s-au ales indentice numai casetele de unități de secunde și unități de minute. Echipamentul electronic aferent unei casete a fost construit pentru a putea funcționa corect pînă la temperatura de +75°C, la care poate ajunge aerul în interiorul casetei.

Circuitele auxiliare și generatorul de secundă pot să fie amplasate fie în afara celor patru

casete, fie în caseta zecilor de minute, a cărei circuitrie este cea mai simplă. Ultima soluție are avantajul că se elimină legăturile lungi ce poartă semnale TTL între casete și circuitele auxiliare, îmbunătățindu-se astfel stabilitatea la perturbații. Există însă posibilitatea ca stabilitatea frecvenței oscilatorului din componența generatorului de secundă să fie afectată de variațiile de temperatură.

Concluzii

Cronometrele construite în cele două variante ale sistemului de afișare au o structură modulară, sînt ușor de exploatat și întreținut și prezintă o stabilitate ridicată la perturbații și la variațiile de temperatură. Consumul de energie electrică este redus grație utilizării becurilor de mică putere cu reflectoare. Există posibilități de creștere a siguranței de funcționare, a micșorării prețului de cost și a îmbunătățirii stabilității în funcționare prin extinderea gradului de utilizare a circuitelor integrate MSI și LSI.

Bibliografie

[1] *Drăgulinescu, M., Dragomirescu, M., Nicolescu I., Svasta P., Dragomirescu, O.* Tabele de afișaj pentru săli sportive. În: Electrotehnică, electronica, automatică **26**, nr. 1, ian. 1978.

[2] *Morris, R. L.* Proiectarea cu circuite integrate TTL. București, Ed. tehnică, 1974.

[3] *Pop, V., Popovici, V.* Circuite de comutare aplicate în calculatoarele electronice. București, Ed. Facla, 1976.

Indicaţii Redacţionale

Manuscrisele trimise spre publicare se organizează în două dosare separate: text şi figuri. Tot materialul se trimite în două exemplare, original şi copie carbon sau xerox.

Textul *lucrării se compune din părţile specificate în continuare; acestea, urmînd drumuri diferite în tipografie, se scriu fiecare pe pagini separate.*

- Titlul, numele autorilor, adresele autorilor, rezumat scurt (maximum 30 cuvinte), cuvinte-cheie (maximum 3) şi cod de clasificare zecimală (CZ), *funcţia şi locul de muncă ale autorilor — totul pe o singură pagină dactilografiată la două rînduri.*

- Textul de bază — *maximum 15 pagini dactilografiate pe o singură faţă a hîrtiei (format A4), la două rînduri. Locul figurilor în text (pentru tipărire) se marchează pe marginea din stînga a hîrtiei, prin scrierea numărului de ordine al acestora. Referirile bibliografice se fac în paranteze drepte, în ordinea apariţiei în text. Macheta sistematizării textului de bază este următoarea:* Introducere; 1. Capitol; 2. Capitol, ..., n. Concluzii; Anexe; Bibliografie.

- Bibliografia — *pe pagină separată, dactilografiată la două rînduri, cu numerotare în ordinea referirii în text şi cu respectarea formatului de mai jos (exemple pentru articol de revistă, carte şi teză de doctorat).*

  [1] *Vladimirescu, A. Calculator Aided Design of MOS Integrated Circuits. În: IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC—10, nr. 3, 1975, p. 151—160.*

  [2] *Bulucea, C., Vais, M. şi Profeta, H. Circuite integrate liniare. Bucureşti, Editura tehnică, 1976.*

  [3] *Rusu, A. Teză de doctorat, Institutul politehnic-Bucureşti, 1975.*

- Legendele la figuri — *pe pagină separată, dactilografiată la două rînduri.*

Figurile lucrării, *în număr de maximum 10 bucăţi la maximum de pagini text, se desenează şi se scriu în tuş, pe calc, cu respectarea STAS-urilor în vigoare. Redacţia revistei nu mai face nici o prelucrare a desenelor originale, ele fiind reproduse fotografic, cu coeficienţi de reducere între 0,4 şi 0,8. Autorii sînt rugaţi să ţină seama de această reducere la confecţionarea desenului original, care nu trebuie să depăşească însă formatul A4; în mod special se atrage atenţia asupra scrisului pe figuri care, pentru cea mai bună prezentare a lucrării, se aşteaptă să fie făcut cu şablonul de 3,5 mm (corespunzător coeficientului de reducere 0,4). Imprimatele de calculator şi fotografiile (oscilograme, microfotografii etc.) trebuie să fie de mare claritate şi contrast, ele urmînd a fi prelucrate fără retuşare în tipografie.*

*

Autorii sînt rugaţi să acorde o atenţie deosebită clarităţii întregii lucrări. Ei trebuie să aibă tot timpul în minte faptul că dificultăţile subiectului tratat îi pun probleme, oricum, cititorului, astfel că este de datoria lor să nu îi solicite acestuia efort suplimentar pentru descifrarea unei lucrări greoaie sau confuze etc.

In the Romanian Market there is a powerful competition between foreign firms wishing to sell their goods.

DO YOU WISH TO SELL IN ROMANIA ?

Then in the first place, INFORM the people that make the very proposals for the import plans
— THE END—USERS—of the import products!

HOW? WHEN? BY WHICH MEANS? IN WHICH FORMS ?

PUBLICOM

Romanian International Advertising Agency • Bucharest • 22, N. Bălcescu Blvd. • Cables: PUBLICOM, Telex 374, Telephon: 139883

is an agency specialized in the problems of the Romanian market, which by examining your offer can recommend you and execute for you the most efficient advertising under the specific conditions in the Romanian market.

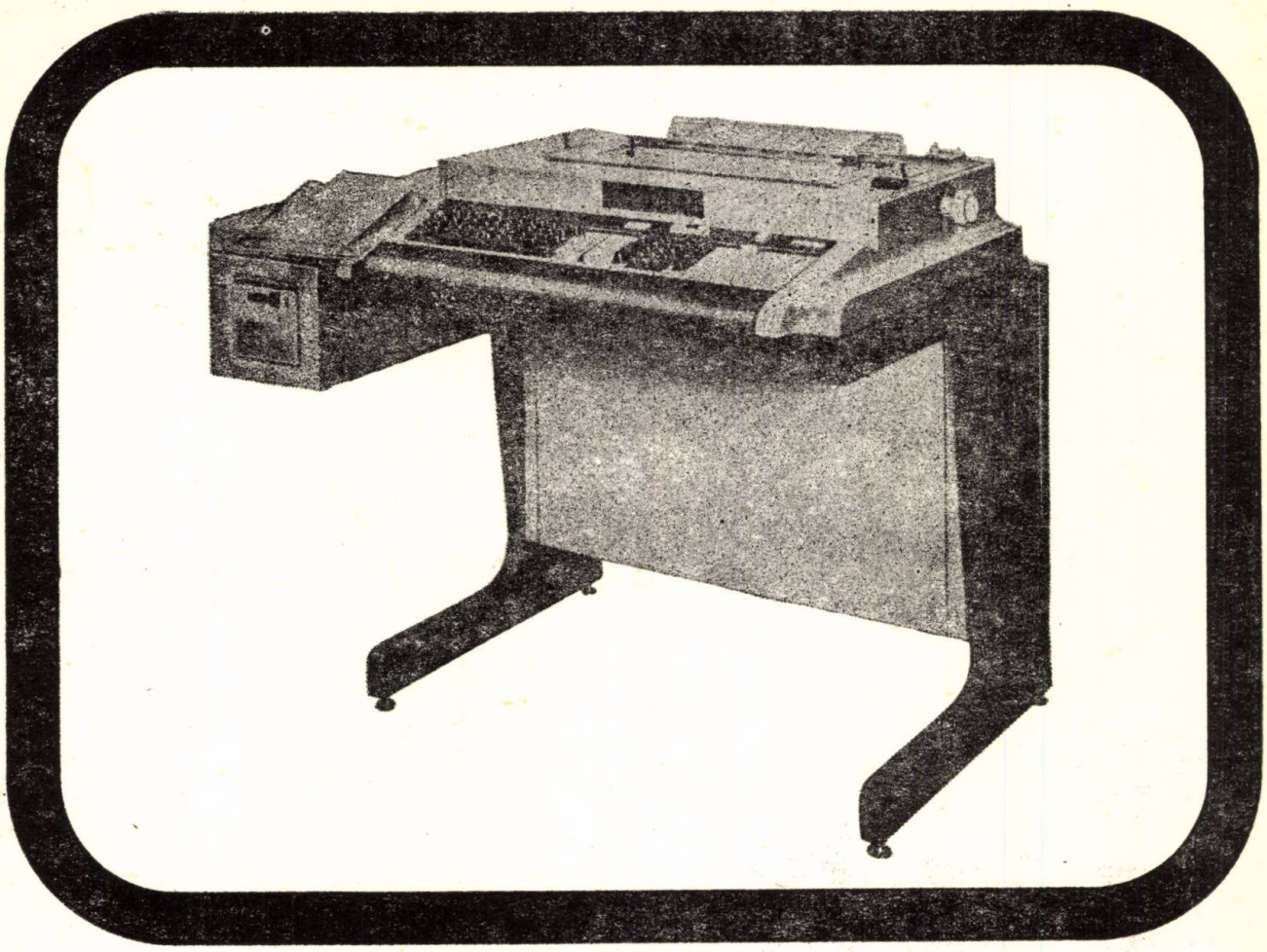
- staging of specialized and branch exhibition followed or not by technical demonstration.
- organization of technical lectures with or without display of samples, film shows and projection of slides, studies of offers and selection of end-users, invitation to conference and lectures.
- interpreters and demonstrations.
- printing of catalogues, prospectuses, folders, leaflets posters, offers and invitations etc.
- translation and duplication of texts
- publicity in Romanian dailies and periodicals the specialized press included.
- publicity over the radio and television services and through the cinema.
- business cocktail parties
- photo publicity services
- billposting and boardposting in the streets, stadiums, sports halls, airports and public vehicles, in health and holiday resorts.
- illuminated signs

PUBLICOM — your publicity counsellor in the Romanian market.

E 2040
84
R
REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 26 • Nr. 4 • MAI 1978



daro

1370/72

Date adaptate la fluxul informațional actual

Această cerință actuală este îndeplinită prin noul aparat electronic de recepționare a datelor, cu comandă-program : **daro 1370,** pentru datele numerice și **daro 1372** pentru datele alfanumerice. Ambele variante prezintă rezultatele prelucrării datelor la ieșire, fie pe bandă magnetică, fie pe bandă perforată. O altă generație de aparate, instalațiile moderne **EDV**, sînt socotite superioare, asigurînd utilizatorilor efecte importante de raționalizare prin intermediul programării.

Acolo unde este necesar un volum mare de prelucrare a datelor la o eficiență ridicată se utilizează cu precădere aparatele de recepționare a datelor **daro 1370** și **daro 1372.** Aceste aparate sînt utilizabile în toate domeniile economiei. Cereți informații suplimentare.

Caracteristicile importante ale echipamentelor daro 1370/1372:

Operare simplă, ușor accesibilă;
Introducerea rapidă a programelor;
Comandă microprograme;
Memorii cu semiconductori cu capacitate variabilă;
Siguranță în funcționare prin numeroase funcții de control;
Imprimantă de capacitate mare pentru diverse domenii ale tehnicii;
Intreținere ușoară prin construcție modulară.

Büromaschinen-Export GmbH
RDG — 108 Berlin, Friedrichstrasse 61
Republica Democrată Germană

bme

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 26 Nr. 4 mai 1978

ELECTROTEHNICA

C U P R I N S

CZ 537.312.62

CRIOELECTROTEHNICĂ
SUPRACONDUCTIBILITATE
APLICAȚII, PERSPECTIVE

Pușcașu, S. : **Unele probleme actuale și de perspectivă în crioelectrotehnica aplicată.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 4, mai 1978, p. 113

În lucrare se prezintă problemele actuale și de perspectivă ale aplicării fenomenului de supraconductibilitate în realizarea de criomașini electrice, criocabluri, crioelectromagneți și materiale supraconductoare. Se evidențiază unele rezultate obținute pe plan mondial și unele probleme în curs de studiu și rezolvare. De asemenea, se precizează cîteva particularități la calculul cîmpului electromagnetic în medii supraconductoare.

CZ 621.314.26

CONVERTIZOARE DE MEDIE
FRECVENȚĂ
EXPLOATARE
ÎNTREȚINERE

Răduți, C. : **Asupra domeniilor de utilizare a convertizoarelor de medie frecvență, statice și rotative, la încălzirea prin inducție.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 4, mai 1978, p. 121

Se prezintă o analiză comparată a convertizoarelor de medie frecvență, statice și rotative, cu avantajele și limitele fiecărei categorii, indicîndu-se domeniile optime de utilizare. Se concluzionează că alegerea trebuie făcută analizînd concret parametrii, condițiile tehnice impuse și procesul tehnologic.

CZ 621.3.042 :621.3.013

CIRCUITE ELECTRICE CONEXE
FLUXURI MAGNETICE

Fränkel, D. : **Cu privire la ecuațiile mărimilor de stare.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 4, mai 1978, p. 129

Se dă o demonstrație directă a posibilităților reducerii la forma canonică a ecuațiilor circuitelor electrice conexe, cînd se aleg că mărimi de stare fluxurile magnetice totale ale buclelor fundamentale normale și sarcinile electrice totale închise de secțiunile normale ale circuitelor.

CZ 621.314.5

CONVERTOARE DE C.C.
TRACȚIUNE ELECTRICĂ
TIRISTOARE

Nemeznic, Gh. : **Caracteristica de limitare a frecvenței convertoarelor de c.c. — impuls cu ramură de comutație paralelă, utilizate în tracțiunea electrică.**

E.E.A. – **Electrotehnica** 26, nr. 4, mai 1978, p. 131

Se studiază procesele de comutație în convertoarele de c.c. — impuls cu ramură de comutație paralelă. Se stabilește caracteristica de limitare a frecvenței acestor convertoare în funcție de timpul relativ de conducție a tiristorului principal.

CZ 512.831

SISTEME LINIARE
CONTROLABILITATE
MATRICE

Chiriacescu, S.T., Mangeron, D. : **Criterii pentru controlabilitatea și observabilitatea sistemelor liniare invariante în timp.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 4, mai 1978, p. 135

Materialul prezintă cîteva cazuri privind metodele de control și observații ale sistemelor liniare invariante în timp.

CZ 621.3.013 :518.12 :512.831

CÎMP ELECTROMAGNETIC
ECUAȚII CU DIFERENȚE FINITE
METODE ITERATIVE

Cistelecan, M., Onica, P. : **O metodă directă pentru rezolvarea ecuațiilor cu diferențe finite ale cîmpului electromagnetic.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 4, mai 1978, p. 137

Lucrarea expune o metodă directă de rezolvare a unui sistem liniar de ecuații care prezintă o matrice cu caracter bloc-tridiagonal, sistem ce provine din discretizarea, pe baza diferențelor finite, a unui operator diferențial de ordinul II de tip eliptic.

CZ 621.314.228

TRANSFORMATOARE DE SUDURĂ
CALCUL, PROIECTARE

Ghiță, C. : **Proiectarea optimă a transformatoarelor de sudură prin puncte.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 4, mai 1978, p. 141

În lucrare se prezintă două moduri de proiectare optimă a transformatoarelor de sudură prin puncte : un mod se referă la determinarea soluției constructive a transformatorului, încît greutatea acestuia să fie minimă și celălalt mod, la determinarea soluției constructive, încît prețul transformatorului (inclusiv prețul pierderilor acestuia într-un timp oarecare) să fie minim. Cu ajutorul unui exemplu de calcul se ilustrează etapele principale de proiectare a unui transformator de sudură prin puncte.

RECENZII 148

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; conf. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNIUC ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU ; acad. prof. dr. doc. st. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA"* *(E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini, sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, mașini-unelte și mecanică fină, apare în cadrul *OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (O.I.D.)*, al *Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică, (I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la *O.I.D.* — București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, și 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAȚIA"*. București, str. Brezoianu, nr. 23—25. C. 147. Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Intreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței, nr. 64—66 P.O.B.—2001.—Telex. 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 537.312.62

КРИОЭЛЕКТРОТЕХНИКА
СВЕРХПРОВОДИМОСТЬ
ПРИМЕНЕНИЯ, ПЕРСПЕКТИВЫ

Пушкашу, С.: **Некоторые современные и перспективные вопросы в прикладной криоэлектротехники.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 4, mai 1978, стр. 113

В работе представлены современные и перспективные вопросы применения явления сверхпроводимости в осуществлении криогенных электромашин, криокабелей, криоэлектромагнитов и сверхпроводниковых материалов. Излагаются полученные результаты в мировом плане и некоторые вопросы в курсе исследования и развития. Уточняются также несколько особенностей для вычисления электромагнитного поля в сверхпроводниковых средах.

УДК 621.314.26

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СРЕДНЕЙ ЧАСТОТЫ
ЭКСПЛУАТАЦИЯ

Рэдуци, К.: **Относительно областей применения статических и вращающьхся преобразователей средней частоты при индукционном нагреве.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr 4, mai 1978, стр. 121

Представлен сравнительный анализ преобразователей средней частоты статических и вращающихся с превосходствами и пределами для каждой категории, указывая оптимальные области применяемости. Вывод состоит в том, что выбор надо производить анализируя правильно параметры, предписанные технические условия и технологический процесс.

УДК 621.3.042 : 621.3.013

ЦЕПИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СОЕДИНИТЕЛЬНЫЕ
ПОТОКИ МАГНИТНЫЕ

Френкель, Д.: **Относительно уровней величин состояния.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 4, mai 1978, стр. 129

Даётся прямая демонстрация соединительных электрических цепей до канонической формы, когда выбираются величины состояния полных магнитных потоков и общие электрические нагрузки закрытые через нормальные сечения цепей.

УДК 621.314.5

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА
ТЯГА ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ
ТИРИСТОРЫ

Немезник, Г.: **Характеристика предела частоты преобразователей постоянного тока импульсами, с параллельной ветвью переключения, применяемых в электрическом праводе.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 4, mai 1978, стр. 131

В работе изучаются коммутационные процессы в преобразователях постоянного тока импульсами с параллельной ветвью переключения. Определяется характеристика ограничения частоты этих преобразователей в зависимости от относительного времени кондукции главного тиристора.

УКД 512.831

СИСТЕМЫ ЛИНЕЙНЫЕ
КОНТРОЛИРУЕМОСТЬ
МАТРИЦА

Кириаческу, С.Т., Манжерон, Д.: **Критерии контролируемости линейных систем неизменяемых во времени.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 4, mai 1978, стр. 135

Материал представляет несколько случаев относительно методов контроля и наблюдения, касающихся линейных систем, неизменяющихся во времени.

УДК 621.3.013 : 518.12 : 512.831

ПОЛЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ
УРАВНЕНИЯ С КОНЕЧНЫМИ РАЗНОСТЯМИ

Чистелекан, М., Оника, П.: **Прямой метод для решения уравнений электромагнитного поля с конечными разницами.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 4, mai 1978, стр. 137

В работе излагается метод прямого решения линейной системы уравнений представляющих матрицу с характером блок-тридиагонали, система происходит из дискретности, на основе конечных разностей, дифференциального оператора II степени эллиптического типа.

УДК 621.314.228

ТРАНСФОРМАТОРЫ СВАРОЧНЫЕ
ВЫЧИСЛЕНИЕ, ПРОЕКТИРОВАНИЕ

Гицэ, К.: **Оптимальное проектирование сварочных точечных трансформаторов.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 4, mai 1978, стр. 141

В работе представлены два образа оптимального проектирования сварочных точечных трансформаторов; один образ относится к определению конструктивного решения трансформатора, так чтобы его тяжесть была миниальной; другой образ относится к определению конструктувного решения таким образом, чтобы цена трансформатора была минимальна (включительно цена его потери за некоторое время). С помощью вычислительного примера обозначаются главные этапы проектирования сварочного точечного трансформатора.

РЕЦЕНЗИЯ 148

CONTENTS

DC 537.312.62

CRYOELECTROTECHNIC
SUPERCONDUCTIVITY
APPLICATIONS, PERSPECTIVES

Puşcaşu, S.: **Some Topical and Perspective Problems in Applied Electrotehnic.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, no. 4, May 1978, p. 113

This paper presents the topical and perspective problems of applying the superconductivity phenomenon to the design of electric cryomachines, cryocables, cryoelectromagnets and superconducting materials. Several results obtained in the world and several problems in the way of studying and solving are pointed out. Also, several particularities of the electromagnetic field calculation in superconducting media are described.

DC 621.314.26

MEDIUM FREQUENCY CONVERTER
EXPLOITATION
MAINTENANCE

Răduţi, C.: **On the Static and Rotary Medium Frequency Converters Application Domains, in Induction Heating.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, no. 4, May 1978, p. 121

A comparative analysis of static and rotary medium frequency converters is presented. The advantages and limits of each cathegory are indicated. The optimal application domaines are shown. The conclusion is drawn that the choice should be made after a concrete analysis of the parameters, the specified technical conditions and the operating process.

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS SZAKIRODALMI KÖZPONT BUDAPEST

DC 621.3.042 : 621.3.013

CONNECTED ELECTRIC CIRCUITS
MAGNETIC FLUXES

Fränkel, D.: **On the State Equations.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, no. 4, May 1978, p. 129

A direct demonstration of the possibilities to reduce the connected electric circuits equations to their canonical from is presented. The full magnetic fluxes of the normal fundamental loops and the full electric loads closed by the circuits normal sections are chosen as state conditions.

DC 621.314.5

D. C. CONVERTERS
ELECTRICAL HAULAGE
THYRISTORS

Nemeznic, Gh.: **D.C. Converter Frequency Limiting Characteristics with Parallel Commutation Path Used in Electrical Haulage**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, no. 4, May 1978, p. 131

The paper presents the d.c. converter commutation process study with parallel comutation oath impulse. This converter frequency limiting characteristics are established according to main thyristor conduction relative time.

DC 512. 831

LINEAR SYSTEMS
CONTROLABILITY
MATRIX

Chiriacescu, S.T., Mangeron, D.: **Criteria for Time Invariant Linear Systems Controlability and Observability**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, no. 4, May 1978, p. 135

The paper presents several cases concerning the time — invariant linear systems control methods and observations.

DC 621.3.013 : 518.12 : 512.831

ELECTROMAGNETIC FIELD
FINITE DIFFERENCES EQUATIONS
ITERATIVE METHODS

Cistelecan, M., Onica, P.: **Direct Method for Solving the Electromagnetic Field Finite Differences Equations**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, no. 4, May 1978, p. 137

The paper describes a direct method of solving a linear equation system presenting a block-three diagonal matrix — this system is obtained by discretizing a second order elliptical differential operator, on the basis of finite differences.

DC 621.314.228

WELDING TRANSFORMERS
CALCULATION, DESIGN

Ghiță, C.: **Optimal Spot Weld Transformers Design**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, no. 4, May 1978, p. 141

The paper presents two ways of optimal spot weld transformers design : one way refers to dermining the transformer constructive solution so that its weight should be minimal and the other one to determining the constructive solution so that the transformer cost (including the cost of its losses during a certain period of time) should be minimal. The main steps of the spot weld transformer design are illustrated by a numerical exemple.

REPORTS 148

SOMMAIRE

CD 537.312.62

CRYOÉLECTROTECHNIQUE
SURCONDUCTIBILITÉ
APPLICATIONS, PERSPECTIVES

Puşcaşu, S.: **Quelques problèmes actuels et de perspective dans le domaine de la cryoélectrotechnique appliquée**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 4, mai 1978, p. 113

Dans cet ouvrage on présente les problèmes actuels et de perspective de l'application du phénomène de surconductibilité à la réalisation de cryomachines électriques, cryocâbles, cryoélectroaimants et de matériaux surconducteurs. On y met en évidence quelques résultats obtenus dans le monde et quelques problèmes en cours d'étude et de résolution. On précise de même quelques particularités du calcul du champ électromagnétique dans des milieux surconducteurs.

CD 621.314.26

CONVERTISEURS DE MOYENNE FRÉQUENCE
EXPLOITATION
ENTRETIEN

Răduți, C.: **Sur les domaines d'utilisation des convertisseurs statiques et rotatifs de moyenne fréquence au chauffage par induction**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 4, mai 1978, p. 121

On y présente une analyse comparée des convertisseurs statiques et rotatifs de moyenne fréquence avec les avantages et les limites de chaque catégorie, indiquant les domaines optimaux d'utilisation. On conclut que le choix doit être fait tout en analysant concrètement les paramètres, les conditions techniques imposées et le processus technologique.

CD 621.3.042 : 621.3.013

CIRCUITS ÉLECTRIQUES CONNEXES
FLUXS MAGNÉTIQUES

Fränkel, D.: **Observations concernant les équations d'état.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 4, mai 1978, p. 129

On y donne une démonstration directe des possibilités de réduire les équations des circuits électriques connexes à la forme canonique, quand on considère comme grandeurs d'état les fluxs magnétiques totals des boucles fondamentales normales et les charges électriques totales fermées par les sections normales du circuit.

CD 621.314.5

CONVERTISSEURS DE COURANT CONTINU
TRACTION ÉLECTRIQUES
THYRISTORS

Nemeznic, Gh. : **La caractéristique de limitation de la fréquence des convertisseurs de courant continu — impulsion à brache de commutation parallèle, utilisés dans la traction électrique**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 4, mai 1978, p. 131

Dans cet ouvrage on étudie les procès de commutation dans les convertisseurs de courant continu — impulsion à branche de commutation parallèle. On y établit la caractéristique de limitation de la fréquence des convertisseurs en fonction du temps relatif de conduction du thyristor principal.

CD 512.831

SYSTÈMES LINÉAIRES
CONTRÔLABILLITÉ
MATRICES

Chiriacescu, S.T., Mangeron, D.: **Critères pour la contrôlabilité et l'observabilité des systèmes linéaires invariants en temps.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 4, mai 1978, p. 135

Cet ouvrage présente quelques cas concernant les méthodes de contrôle et d'observation des systèmes linéaires invariants en temps.

CD 621.3.013.518.12 : 512.831

CHAMP ÉLECTROMAGNÉTIQUE
ÉQUATIONS À DIFFÉRENCES FINIES
MÉTHODES ITÉRATIVES

Cistelecan, M., Onica, P.: **Une méthode directe pour la résolution des équations à différences finies du champ électromagnétique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 4, mai 1978, p. 137

Cet ouvrage expose une méthode directe de résolution d'un système linéaire d'équations qui présente une matrice bloctridiagonale, système provenant de la discrétisation sur la base des différences finies d'un oppérateur différentiel de l'ordre II de type elliptique.

CD 621.314.228

TRANSFORMATEURS DE SOUDURE
CALCUL. PROJET TECHNIQUE

Ghiță, C. : **Projet technique optimal des transformateurs de soudure par points.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 4, mai 1978, p. 141

Dans cet ouvrage on présente deux modalités de projet technique optimal des transformateurs de soudure par points : un procédé se réfère à la détermination de la solution constructive du transformateur de sorte que le poids de celui-ci soit minimal ; l'autre procédé concerne la détermination de la solution constructive pour que le prix du transformateur (y compris le prix des pertes de celui-ci durant un intervalle quelconque de temps) soit minimal.

A l'aide d'un exemple de calcul on illustre les principales étapes du projet technique d'un transformateur de soudure par points.

REFERATS 148

INHALT

DK 537.312.62

KRYOELECTROTECHNIK
SUPRALEITFÄHIGKEIT
ANWENDUNGEN, PERSPEKTIVEN

Puşcaşu, S. : **Einige aktuelle Fragen und Perspektiven in der angewandten Kryoelektrotechnik.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, Nr. 4, Mai 1978, S. 113

Die Arbeit behandelt aktuelle Fragen und Perspektiven der Anwendung des Phänomens der Supraleitfähigkeit in der Verwirklichung von elektrischen Kryomaschinen, Kryokabel, Kryoelektromagneten und supraleitfähigem Material. Man hebt einige auf Weltebene erzielte Ergebnisse hervor sowie einige Fragen, die im Studium und in Erledigung sind. Desgleichen wird auf einige Eigenheiten bei der Berechnung des elektromagnetischen Feldes in supraleitenden Medien hingewiesen.

DK 621.314.26

MITTELFREQUENZUMFORMER
BETRIEB
WARTUNG

Răduți, C. : **Über die Anwendungsgebiete der umlaufenden und statischen Mittelfrequenzumformer bei Induktionsheizung.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, Nr 4, Mai 1978, S. 121

Es wird eine vergleichende Untersuchung der statischen und umlaufenden Mittelfrequenzumformer mit den Vorteilen und Grenzen jeder Kategorie gegeben und es werden die optimalen Anwendungsbereiche angegeben. Es wird geschlussfolgert, dass die Auswahl so erfolgen soll, indem man konkret die Parameter, die auferlegten technischen Bedingungen und den Arbeitsvorgang analysiert.

DK 621.3.042 : 621.3.013

ELEKTRISCHE VERBINDUNGSKREISE
MAGNETFLÜSSE

Fränkel, D. : **Über die Zustandsgrössengleichungen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, Nr. 4, Mai 1978, S. 129

Es wird eine unmittelbare Beweisführung der Reduzierungsmöglichkeiten zur kanonischen From der Gleichungen der elektrischen Verbindungskreise gegeben, wenn man als Zustandsgrössen die gesamten Magnetfüsse der fundamentalen normalen Schleifen und die gesamten elektrischen Lasten, geschlossen von den normalen Abschnitten der Kreise, wählt.

DK 621.314.5

GLEICHSTROMUMFORMER
ELEKTRISCHER FAHRBETRIEB
THYRISTOREN

Nemeznic, Gh. : **Frequenzbeschränkung der im elektrischen Fahrbetrieb verwendeten Impuls-Gleichstromumformer mit parallelem Schaltzweig.**

E.E.A – **Electrotehnica 26**, Nr. 4, Mai 1978, S. 131

Diese Arbeit führt die in den Impuls-Gleichstromumformern mit parallelem Schaltzweig aufgestellten Schaltvorgängen vor. Man bestimmt die Frequenzbeschränkungskurve dieser Umformer in Abhängigkeit von der Leitungszeit des Hauptthyristors.

DK 512.831

LINIARE SYSTEME
PRÜFBARKEIT
MATRIX

Chiriacescu, S.T., Mangeron, D. : **Kriterien zur Prüfbarkeit und Beobachtung der zeitlich invarianten liniaren Systeme.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, Nr. 4, Mai 1978, S. 135

Der Beitrag stellt einige Fälle mit Bezug auf die Prüfverfahren und Beobachtung der zeitlich invarianten liniaren Systeme vor.

DK 621.3.013 : 5.18.12 : 512.831

ELEKTROMAGNETISCHES FELD
DIFFERENZGLEICHUNG
ITERATIVE METHODEN

Cistelecan, M., Onica, P. : **Eine unmittelbare Methode zur Lösung der Differenzgleichungen des eleektromagnetischen Feldes.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, Nr. 4, Mai 1978, S. 137

Die Arbeit behandelt eine unmittelbare Methode zur Lösung eines liniaren Gleichungssystem, welche eine Matrix mit tridiagonal — Block — Charakter aufweist, System, das aufgrund der finiten Unterschiede aus der Diskretisierung eines Differentialoperators der Ornung II, elyptischer Typ, herrührt.

DK 621.314.228

SCHWEISSTRANSFORMATOR
BERECHNUNG, PROJEKTIERUNG

Ghiță, C. : **Optimale projektierung der Einzelpunkt — Schweisstransformatoren.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, Nr. 4, Mai 1978, S. 141

In dem Beitrag werden zwei optimale Projektierungsarten von Einzelpunktschweisstransformatoren vorgestellte : die erste Art bezieht sich auf die Bestimmung der baulichen Lösung des Transformators, so dass das Gewicht desselben minimal ist und die zweite Art bezieht sich auf die Bestimmung der baulichen Lösung, so dass der Trafopreis (einschliesslich der Preis der Verluste in einer gewissen Zeit) minimal sein soll. Anhand eines Berechnungsbeispiels werden die Hauptetappen der Projektierung eines Einzelpunkt — Schweisstransformators veranschaulicht.

BUCHBESPRECHUNGEN 148

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Electrotehnica nr. 4

CZ 537.312.62

CRIOELECTROTEHNICĂ
SUPRACONDUCTIBILITATE
APLICAŢII, PERSPECTIVE

Unele probleme actuale şi de perspectivă în crioelectrotehnica aplicată

SILVIU PUŞCAŞU* – Craiova

Introducere

Fenomenul de supraconductibilitate descoperit în 1911 de fizicianul olandez Kammerlingh Onnes de la universitatea din Leyden [1, 2] a cunoscut o apreciabilă aplicabilitate în special după cel de-al doilea război mondial, mai ales datorită intensificării realizării de generatoare de cîmpuri magnetice care trebuia să echipeze marile acceleratoare de particule din centrele de cercetări nucleare ce se dezvoltau în unele ţări. Extinderea utilizării tehnice a supraconductibilităţii a înregistrat progrese rapide, în continuare, în domeniul tehnicilor de măsurare, în principal a microcîmpurilor magnetice, în realizarea microscoapelor electronice puternice, medicină, electroenergetică şi transporturile neconvenţionale cu sustentaţie magnetică. În tabelul 1 sînt ordonate principalele domenii actuale şi de perspectivă de aplicabilitate a supraconductibilităţii şi, în general, a efectelor tehnice conexe acesteia, inclusiv cele care se obţin la temperaturi joase, chiar dacă ele sînt superioare temperaturii critice.

Perspectivele creşterii generale, pe deoparte, a puterilor instalate în marile centrale electrice de pe glob şi în special în cele nucleare-electrice, iar, pe de altă parte, ale celor transportate prin linii de transmisie electromagnetică, mai ales cu ajutorul cablurilor subterane, au sporit interesul cercetătorilor şi proiectanţilor spre o mai atentă analiză a posibilităţilor şi avantajelor tehnico-economice pe care le prezintă fenomenul de supraconductibilitate. Pentru a avea o idee a raportului în care se află un supraconductor cu un conductor normal se prezintă, în figura 1, diagrama intuitivă a ordinului de mărime a rezistivităţii unor materiale în regim normal şi supraconductor. Din această diagramă se vede că, de exemplu, *cuprul, în raport cu un supraconductor, are aceeaşi comportare ca a unui electroizolant în raport cu un conductor.*

Tabelul 1

Domenii de aplicabilitate a supraconductibilităţii şi în general a comportării unor sisteme fizice la temperaturi joase

Domeniul	Sisteme fizice, dispozitive, aparate, maşini, instalaţii realizate pe baza proprietăţilor stării supraconductoare.
Cercetare ştiinţifică în fizică	Sisteme de detecţie şi manevră în fizica energiilor înalte. Cavităţi rezonante pentru acceleratoarele de particule. Cîmpuri magnetice intense pentru studiul corpului solid.
Tehnici de măsurare	Microscop electronic supraconductor. Celule Josephson pentru detecţia cîmpurilor magnetice foarte slabe şi măsurări asupra oscilatoarelor de frecvenţă ultraînaltă.
Tehnologie energetică	Generatoare supraconductoare de c.c. şi c.a. Motoare supraconductoare de c.c. şi c.a. Generatoare M.H.D. Transmiterea energiei electromagnetice prin cabluri supraconductoare. Criotroane de putere (criotroane energetice).
Telecomunicaţii şi tehnică de calcul	Cabluri supraconductoare de telecomunicaţii în radiofrecvenţă, joncţiuni Josephson pentru circuite logice ale calculatoarelor electronice.
Transporturi	Trenuri cu sustentaţie magnetică. Maşini electrice supraconductoare pentru propulsia navelor de mare tonaj.
Medicină	Acceleratoare de particule utilizate în terapia cancerului. Chirurgie.

* Dr. ing. *Puşcaşu, S.* este profesor titular, şeful catedrei bazele electrotehnicii, facultatea electrotehnică, Universitatea din Craiova.

Această proprietate [3], corelată și cu faptul că repartiția cîmpului de inducție magnetică în supraconductor este cvasisuperficială, ca și apariția materialelor supraconductoare de

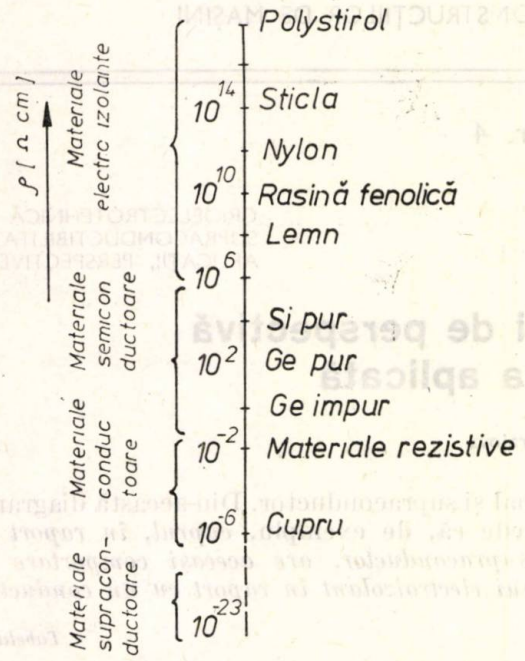


Fig. 1. Scară comparativă de rezistivități.

tip III a impus intensificarea cercetărilor și în domeniul curenților tari * și în special în *producerea, transportul și stocarea energiei electromagnetice.* Asupra acestor aspecte se vor face unele referiri în cele ce urmează.

1. Necesitatea creșterii densității de curent în sistemele generatoare de curenți tari și perspectivele mașinilor electrice supraconductoare

Această problemă trebuie privită în strînsă corelație cu consumul mereu crescînd de energie pe plan mondial care, în anul 1950 a fost de 10^{20} J/an (din care 0,5 . 10^{18} J/an energie electrică), iar în anul 2100 se prevede a fi de 10^{22} J/an (din care 0,5 . 10^{21} J/an energie electrică). De aici rezultă o creștere a consumului de energie de circa 100 ori în 150 ani, respectiv a consumului de energie electrică de 1 000 de ori, în același interval de timp. Creșterea corespunzătoare a puterii electromagnetice instalate în viitorul secol este reprezentată în diagrama din figura 2, din care reiese că viteza creșterii respective este foarte mare în primele două decenii.

Aceste creșteri presupun, însă, rezolvări optime pe plan tehnic și economic ale problemelor constructive și de exploatare a centralelor electrice și, în ultimă instanță, a sistemelor generatoare. Actualele puteri unitare maxime

* Efectul Josephson [3] și aplicațiile sale vizează în special domeniul curenților slabi.

ale turbogeneratoarelor convenționale, 1 000 ... 1 500 MW, nu vor mai putea satisface exigențele de ordin tehnico-economic pe care le impun viitoarele unități electroenergetice,

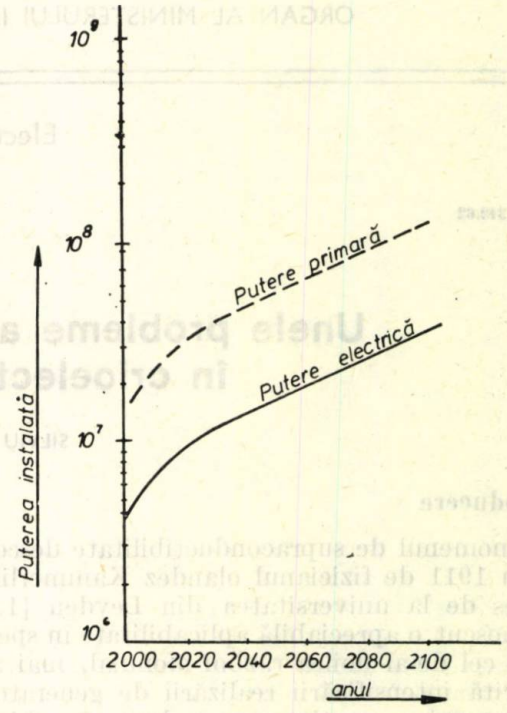


Fig. 2. Creșterea puterii primare, respectiv electrice în perioada anilor 2 000 ... 2 100.

cu puteri instalate care vor depăși 4 000 ... 5 000 MW. Aceasta, în special, datorită gabaritelor extrem de exagerate și unor puteri și costuri specifice total necorespunzătoare.

Studiile au arătat că, în principal, sînt trei cauze esențiale care tind să limiteze construcția *de turbogeneratoare* la puteri unitare maxime de ordinul a 1 300 ...1 500 MW și anume:

a — imposibilitatea de a se obține, economic, densități de curent mai mari decît 3 ... 4A/mm²;

b — limitarea inducției magnetice, datorită saturației materialelor feromagnetice respective, la valori maxime în jurul a 2 T;

c — limitări de ordin mecanic, cauzate de faptul că lungimea mașinii nu poate depăși o anumită valoare fără a apare vibrații și solicitări dinamice periculoase.

Astfel, studiile efectuate de cercetătorul american I. Appelton au arătat că se obțin performanțe gabaritice net avantajoase în cazul turbogeneratoarelor supraconductoare, în comparație cu cele convenționale, așa cum se vede în tabelul 2.

În tabelul 3 sînt prezentate principalele date ale unui generator supraconductor de c.a. cu puterea nominală de 500 MW.

Mașinile electrice cu putere unitară mare, cu tensiuni relativ scăzute și curenți foarte intenși, de ordinul cîtorva zeci de kA, sînt

Tabelul 2

Date de gabarit comparative

Putere MW / Gabarit / Varianta construct vă	500		1300	
	G(t)	Lg(m)	$G(l)$	Lg(m)
Convenţional	400	10	700	14
Supraconductor	210	6,4	280	7,5

Tabelul 3

Date constructive referitoare la un generator sincron cu puterea nominală de 500 MW

Inducţia magnetică maximă în rotor	3,2 T
Inducţia magnetică maximă în stator	0,8 T
Amperspire rotorice	5.10^6
Energia înmagazinată în cîmp	20 MJ
Lungimea totală a maşinii	8,5 m
Lungimea între lagăre	6,4 m
Lungimea înfăşurării statorice	3,7 m
Diametrul statorului	2,1 m
Diametrul rotorului	1,05 m
Diametrul ecranului	4,0 m
Greutatea totală a maşinii	210 t
Greutatea rotorului	29 t
Greutatea statorului	40 t
Greutatea carcasei statorului	120 t
Placa de fundaţie a statorului	21 t
Pierderi Joule în cupru	1,8 MW
Pierderi prin curenţi turbionari	0,5 MW
Pierderi în ecranul exterior	1,5 MW
Pierderi parazite şi în sistemul refrigerator	1,0 MW
Pierderi prin frecări mecanice şi de ventilaţie	1,0 MW
Pierderi totale	5,8 MW
Randament global	98,8 %

realizabile mai ales ca generatoare de curent continuu în varianta neconvenţională supraconductoare în perspectiva viitorilor 5...10 ani, vizîndu-se utilizarea lor în instalaţiile industriale de electroliză de mare capacitate.

De interes, chiar actual, dar mai ales într-o perspectivă apropiată (de ordinul 5 ... 6 ani) sînt maşinile homopolare, motoare de curent continuu supraconductoare a căror utilizare este destinată antrenării navelor de mare tonaj. Sînt de remarcat, în prezent, eforturile şi rezultatele unor firme şi institute de cercetare între care : Siemens, IRD, Westinghouse electric, MIT, General Electric, Garret Corporation ş.a. care au realizat unele modele şi chiar prototipuri de asemenea motoare. Astfel, la firma Siemens s-a realizat un motor de curent continuu supraconductor heteropolar de 1,7 MW cu datele constructive prezentate în tabelul 4 şi două motoare homopolare în faze de proiect de execuţie cu puterile de 30 şi respectiv 40 MW destinate acţionărilor navelor de mare tonaj.

Trebuie menţionate, de asemenea, prototipurile de generatoare sincrone de 47 kVA respectiv de 2 MVA, realizate la Massachusetts Institut of Tehnology (MIT) din S.U.A.

Caracteristicile alternatorului de 2 MVA sînt prezentate în tabelul 5.

Tabelul 4

Date caracteristice ale maşinii heteropolare de 1,7 MW

Parametrul	Simbolul	Valoarea	U.m.
Puterea nominală	P	1,7	MW
Diametrul indusului	D	0,86	m
Lungimea activă a indusului	l	0,5	m
Inducţia maximă	B_{max}	5,8	T
Densitatea liniară de curent	J_1	57	kA/m
Numărul de perechi de poli	—	2	—
Viteza de rotaţie	n	260	min^{-1}
Coeficientul Esson	$C = \frac{P}{D^2.l.n}$	18	$\frac{kVAmin}{m^3}$
Masa/cuplu	—	0,05	kg/N.m.
Randamentul	—	0,95	—

Tabelul 5

Caracteristicile alternatorului sincron supraconductor de 2 MWA realizat la M.I.T. (S.U.A.)

A — Dimensiuni geometrice

Statorul

Diametrul interior al înfăşurării	250 mm
Diametrul exterior al înfăşurării	384 mm
Diametrul interior al ecranului miezului	600 mm
Diametrul exterior al ecranului miezului	800 mm
Lungimea secţiunii longitudinale drepte	600 mm
Lungimea ecranului miezului	1012 mm
Lungimea totală	1812 mm
Diametrul ecranului de aluminiu	900 mm

Rotorul

Diametrul interior al înfăşurării	150 mm
Diametrul exterior al înfăşurării	200 mm
Lungimea totală a înfăşurării	950 mm
Lungimea secţiunii longitudinale drepte	638 mm
Diametrul ecranului electrotermic	224 mm

B — Performanţe electromagnetice

Puterea nominală	2100 kVA
Curentul pe fază	740 A
Turaţie	3600 t/min
Număr de poli	2
Număr de faze	3
Reactanţă sincronă	30%
Reactanţa tranzitorie	22%
Reactanţa subtranzitorie	13%
Inductivitatea pe fază	0,68 mH
Inductivitatea mutuală între două faze	0,3 mH
Număr de spire/fază (stator)	38
Rezistenţa unei faze	22 mΩ
Număr de spire înfăşurare de excitaţie	668,5
Densitatea de curent de excitaţie	$1,25 \cdot 10^8 \frac{A}{m^2}$
Densitatea de curent în indus	$2,5 \cdot 10^4 \frac{A}{m^2}$

Pierderi :

— în rezistenţele indusului	36 kW
— în ecranul de aluminiu	20 kW
— prin curenţi turbionari în indus	2 kW

În prezent, printre problemele cele mai dificile care stau în atenţia cercetătorilor şi proiectanţilor de maşini electrice supraconductoare pot fi menţionate următoarele :

a. *Adoptarea unor materiale supraconductoare noi cu performanţe tehnico-economice ameliorate pentru realizarea înfăşurărilor active ale maşinilor* (în principal a celor de excitaţie, la alternatoare). După conductoarele din NbTi, intrate de cîţiva ani în faza industrială comercializabilă, se impune tot mai mult cel din Nb_3Sn care prezintă parametri critici ridicaţi ($T_c = 18{,}3°K$; $B_c = 22{,}5$ T) şi se anunţă aproape certă utilizarea unor materiale noi cu parametri superiori, dintre care se pare că în scurt timp se va impune $Nb_3(Al_{0,73}Ga_{0,27})$, avînd $T_c = 20{,}7°K$ şi $B_c = 41$ T.

b. *Optimizarea ecranelor electromagnetice şi termice.* Trebuie reamintit că ecranul electromagnetic exterior, în cazul alternatoarelor sincrone supraconductoare, are rolul de a amortiza armonicile de rang superior datorate reacţiei indusului, iar cel interior protejează înfăşurarea de excitaţie impotriva cîmpurilor perturbatoare care apar în timpul regimurilor tranzitorii.

c. Se efectuează, de asemenea, cercetări susţinute pentru *reducerea pierderilor în principalele părţi componente ale maşinilor*, aşa cum se arată în tabelul 6.

d. *Perfecţionarea părţii criogenice a maşinilor supraconductoare* este un domeniu de foarte mare interes, dar şi de mare dificultate. Principalele probleme care se pun în prezent, din acest punct de vedere, strict legate de partea electromagnetică a maşinilor sînt :

— elaborarea şi stabilirea unor tipuri speciale de oţeluri, în special austenitice, cu proprietăţi optime în gama de temperaturi de la 4,7°K la 300°K ;

— studiul comportării heliului lichid sub influenţa forţelor centrifuge şi de tip Coriolis în sistemele rotative.

e. *Optimizarea construcţiei contactelor alunecătoare lichid-metal*, prin care se realizează legăturile înfăşurărilor active în circuitele exterioare. Sub acest aspect atenţia este concentrată asupra :

— reducerii pierderilor electrodinamice, hidrodinamice şi termodinamice produse de gradienţii locali ridicaţi ai vitezei, de cîmpurile magnetice locale intense şi de curentul de saturaţie ;

— atenuarea efectelor neetanşeităţii perfecte a camerei, în care sînt introduse contactele, cauzate de comportarea ei asimetrică în raport cu sensurile de rotaţie ;

— prevenirea eventualelor defecţiuni, datorate unor interacţiuni nedorite între metalul lichid şi elementul de contact solid ;

— purificarea permanentă a metalului lichid în vederea asigurării unei funcţionări de lungă durată.

Tabelul 6

Tipuri de pierderi termice „reci" într-o maşină supraconductoare

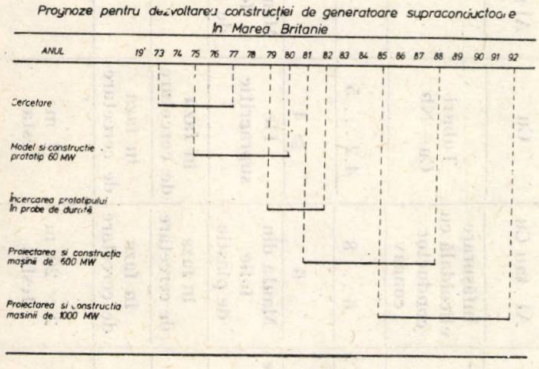
Zona de localizare şi cauzele	Pierderi statice	Pierderi adiţionale în regim permanent de reglare	Pierderi adiţionale în regim tranzitoriu de defect
Arbore — conducţie	×		
Ecrane termice — radiaţie	×		
Excitatrice — conducţie — efect joule al curentului de excitaţie	×	×	×
Inductorul (partea metalică) — radiaţie — efect joule al curenţilor induşi	×	×	×
Inductorul (partea de masă plastică) — pierderi mecanice de neelasticitate		×	×
Înfăşurarea supraconductoare a inductorului — pierderi prin histerezis şi prin curenţi induşi		×	×
Conexiunile înfăşurării supraconductoare — pierderi joule	×		
Joante de cuplaj fluidic — conducţie, transfer de masă, viscozitate	×		
Ţevărie — viscozitate	×		

Studiile de prognoză în domeniul realizării şi utilizării maşinilor electrice supraconductoare arată că în circa 7 ani se vor construi, ca fiind net rentabile, turbogeneratoare bipolare cu puteri de cel puţin 1 500 ... 2 000 MVA, iar către finele următorului deceniu turbogeneratoare supraconductoare tetrapolare cu puteri în jurul a 2 500 ... 3 000 MVA. Sînt în fază de studiu, şi chiar de proiectare turbogeneratoare supraconductoare de foarte mare putere. Astfel, de exemplu, firma Siemens împreună cu Kraftwerk-Union din Müllheim au realizat studiul părţii electrice şi mecanice ale unui generator sincron bipolar de 3 000 MVA.

Desigur, în ceea ce privește prognoza realizării, în special a generatoarelor supraconductoare, există încă multe puncte de vedere relativ diferite. Este de remarcat modul în care este privită o astfel de problemă, de exemplu în Marea Britanie, țară cu importante realizări pe planul cercetării fundamentale și aplicative în supraconductibilitatea tehnică. În tabelul 7 este sintetizată prognoza în construcția de generatoare supraconductoare din această țară pe perioada 1973—1992.

Tabelul 7

Prognoze pentru dezvoltarea construcției de generatoare supraconductoare în Marea Britanie



2. Necesitatea creșterii capacității de transport a liniilor electrice de transmisie și perspectivele cablurilor supraconductoare

Cercetările [8] au arătat că o linie electrică aeriană devine neeconomică la puteri de transport care depășesc 1 GW, datorită mai ales, necesității de a utiliza tensiuni foarte înalte de transport (1 ... 1,5 MV) care implică probleme complexe de izolație și antrenează multiple complicații de ordin mecanic mai ales în zona infrastructurii (stîlpi înalți, robuști, legături mecanice grele, complicate etc.). Soluția de a aborda cablurile supraconductoare, care să elimine aceste principale inconveniente, se dovedește din ce în ce mai mult ca avînd o certă perspectivă odată cu creșterea fluxului distribuției de energie între marile centre producătoare și marii consumatori. De cîțiva ani se efectuează cercetări intense, susținute, la o serie de firme, institute de cercetare și institute de învățămînt tehnic superior avînd ca rezultat construirea primelor prototipuri de cabluri (abandonîndu-se, practic, varianta rigidă de tip „pipe line" eforturile sînt concentrate, în prezent, aproape în exclusivitate asupra variantei semiflexibile și flexibile), în unele cazuri realizîndu-se chiar comenzi la scară industrială (primul cablu supraconductor de c.c., în varianta flexibilă, comercială, a fost livrat în 1976 de firma Kabellmental Hannovra, RFG). În tabelul 8 este prezentată o sinteză a situației existente în prezent, în cercetare, pentru realizarea cablurilor supraconductoare, iar în tabelul 9, respectiv 10, se prezintă datele caracteristice ale unor proiecte de cabluri supraconductoare — unul de curent alternativ pentru puterea de 2 500 MVA, iar altul de curent continuu pentru puterea de 10 000 MW.

Printre principalele aspecte esențiale în cercetarea referitoare la cablurile supraconductoare se consideră următoarele :

a — Folosirea unor noi materiale supraconductoare cu parametrii critici ridicați și cu pierderi superficiale reduse. În ultimul timp și în construcția cablurilor supraconductoare se impune tot mai mult, prin multiplele sale calități, Nb_3Sn care prezintă pierderi superficiale de ordinul a 1 ... 4 $\mu W/cm^2$ la frecvența de 50 Hz, temperatura de 4,2°K și la un cîmp de 0,1 T.

La ultimele variante de aliaje de Nb_3Sn aceste valori sînt și mai reduse (circa 0,01 ... ... 0,05 $\mu W/cm^2$, la 10°K și 0,1 T).

Trebuie precizat că Nb_3Sn, în ultima variantă, are o temperatură critică de aproximativ 18°K și o rezistență reziduală practic nulă. La CERL (Central Electricity Research Laboratories) din Leatherhead (Marea Britanie) se află în fază de proiectare un cablu supraconductor cu Nb_3Sn de 5 GVA și 400 kV.

b. Optimizarea, în continuare, a dispunerii conductoarelor și a transpoziției acestora pentru a găsi soluția optimă care să asigure, mai ales în c.a., pierderi minime. Majoritatea studiilor au arătat că, de exemplu, în c.a. trifazat folosirea a trei conductori coaxiali reprezintă cea mai indicată soluție.

c. Optimizarea corelării tensiunii cu puterea transportată. Astfel, unele studii și cercetări [8] au arătat că în cazul utilizării a trei conductori coaxiali tensiunea de 20 kV este economică pentru puteri mai mici de 100 MVA, iar cea de 110 kV pentru valori cuprinse între 100 și 500 MVA. Pentru puteri cuprinse între 500 și 3 000 MVA este recomandabilă, din acest punct de vedere, tensiunea de 220 kV, iar în cazul unor puteri mai mari de 3 000 MVA este indicată tensiunea de 380 kV.

d. Optimizarea relației dintre pierderile „reci" și distanța maximă dintre două stații de refrigerare. În acest sens se efectuează cercetări susținute astfel ca, pe baza adoptării unor sisteme termoizolante speciale, distanța menționată mai sus să crească. Cercetări mai recente [7] arată că pentru asigurarea unor pierderi minime, în limite acceptabile din punct de vedere tehnico-economic, creșterea distanței dintre două stații refrigeratoare poate fi sensibil diferită la aceleași pierderi mai ales cînd limita lor maximă este mică. De exemplu, pentru două temperaturi care se asigură în canalul de răcire, una de 7,5°K, iar alta de 15°K, pentru aceeași caracteristică termodinamică de $\frac{50 \cdot 10^{-4} m^{3,5}}{W}$ în primul caz, distanța optimă este de 18 km și de circa 28 km în al doilea caz. În cazul cînd caracteris-

Tabelul 8

Proiecte de cabluri supraconductoare pe plan mondial

Firma (Laboratorul)	Siemens	A.E.G. — Kabell-metal-Linde	A.T.F.-Graz	B.I.C.C.	C.E.R.L. — Leatherhead	C.G.E. — Air Liquide	Broakhaven Nat. Lab.	Union Carbide	Los Alamos	Furukawa	Inst. Krijanowsky (Moscova)
Felul transmisiei	c.a	c.c	c.a.	c.a.	c.a.	c.a. c.c.	c.a.	c.a	c.c.	c.a. c.c.	c.a.
Tipul construcției	Conductori coaxiali semiflexibili	Conductori paraleli flexibili	Sistem trifazat de conductori dispuși multifilari concentric pe faze	Tuburi rigide concentrice	Conductoare coaxiale rigide (sau semiflexibili)	Conductoare paralele respectiv coaxiale semiflexibile	Conductoare coaxiale paralele semiflexibile	Conductor coaxial paralel rigid	Conductori paraleli coaxiali semiflexibili	?	?
Tensiunea nominală de lucru KV	120	±200	⩾ 20	35	132 ... 275	125 ±100	132	138/230/345	100	154	35
Curentul nominal KA	12	12,5	⩾ 5	13		14 20	13,8	7,1/11,8/17.75	50	3 33	10
Puterea nominală MW	2500	5000	⩾ 100	750	1400 ... 4000	3000 4000	3000	1690/4710/ 10590	5000	1000 5000	600
Izolație termică	Superizolație $+N_2$ lichid	Superizolație $+N_2$ lichid	Superizolație $+N_2$ lichid	Superizolație $+N_2$ lichid	Superizolație $+N_2$ lichid	Pulbere + ecran $+N_2$ lichid	Superizolație $+N_2$ lichid	Superizolație +He gazos+ +ecran de Cu	Superizolație $+N_2$ lichid	Superizolație $+N_2$ lichid	?
Materialul supraconductor	Fir sau tresă Nb_3 Sn	Tresă Nb_3 Sn	Fir de Pb sau tub de Nb	Nb	Nb	Nb NbTi	Tresa Nb_3Sn	Nb		Nb NbTi	Nb
Conductor de stabilizare	Al sau Cu	Cu	Cu	Al	Al sau Cu	Al Al	Al sau Cu	Cu	Al sau Cu	Cu	
Configurația	Înfășurare elicoidală cu conductor concav	Înfășurare elicoidală cu conductor concav	Țevi tubulare multiple netede	Tuburi rigide	Înfășurare elicoidală cu conductor concav	Înfășurare elicoidală cu conductor concav	Înfășurare elicoidală cu conductor concav	Tuburi Cu—Nb			
Temperatura de lucru °K	4,4 ... 5,6	6 ... 8	4,4 ... 5	4,4 ... 5,5	4,4 ... 5	4,4...5 4,4...5	6 ... 8	4,2 ... 5	?	4,2 ... 5	?
Presiunea de lucru în bari	⩾ 4	6	⩾ 4	⩾ 4	4 ... 6	⩾ 4	6	⩾ 4		⩾ 4	?
Izolația electrică	Manta din folie de plastic	Manta de hîrtie	Manta din folie de plastic	Vid / He	He—Manta din folie de plastic	Manta din folie de plastic	Manta din folie de plastic	He supracritic	Manta din folie de plastic	Manta din folie de plastic	?
Terminale	în construcție	în construcție	în faza de cercetare	?	în faza de cercetare	în faza de cercetare	în faza de cercetare	în faza de cercetare	?	?	?
Mufe de îmbinare	în construcție	Realizate	în faza de cercetare	?	în faza de cercetare	în faza de cercetare	în faza de cercetare	în faza de cercetare	?	?	?
Modele	30 m monofazat 120 kV, 12 kA	16 m în testare	50 m în testare	3 m, 2080 A testat	8 m monofazat în testare	18 m testat	2 × 20 m testat	7 m testat		7 m testat	12 m monofazat în testare

Tabelul 9

Date caracteristice pentru proiectul unui cablu de curent alternativ la 2 500 MW cu supraconductor de Nb

Număr de conductoare pe fază	1
Tensiunea de linie nominală	120 kV
Curent de linie nominal	12 kA
Densitatea liniară de curent	550 A/cm
Diametrul exterior al cablului	0,5 m
Diametrul exterior al conductorului interior	7 cm
Diametrul interior al conductorului exterior	10 cm
Numărul de fire al conductorului interior	70
Numărul de fire ale conductorului exterior	105
Diametrul firului	3 mm
Grosimea stratului de Nb	30 μm
Secțiunea transversală de Nb	3×49 mm²
Secțiunea transversală de Al	$3 \times 1\,200$ mm²
Grosimea izolației	15 mm
Greutate	140 t/km
Cîmpul electric maxim în dielectric	78 kV/cm
Impedanța capacitivă serie	0,31 μF/km
Impedanța inductivă serie	71 μH/km
Constanța de fază pe km, β	8,4°
Impedanța caracteristică	15,1 Ω
Puterea reactivă specifică	1,4 Mvar/km
Pierderi :	
a — pe cablu	85 kW/km
b — la terminale	50...100 kW

Tabelul 10

Date caracteristice pentru proiectul unui cablu de curent alternativ la 10 000 MW cu supraconductor din Nb Ti

Numărul conductoarelor coaxiale	1
Tensiunea nominală	230 kV
Curent nominal	44 kA
Densitatea liniară de curent	1 150 A/cm
Diametrul exterior	0,45 m
Diametrul exterior al conductorului interior	12,2 cm
Diametrul interior al conductorului exterior	20 cm
Diametrul firului conductorului interior	130 μm
Diametrul firului conductorului exterior	100 μm
Secțiunea transversală totală de Nb Ti	115 mm²
Secțiunea transversală totală de Cu	1 600 mm²
Grosimea izolației	3,9 cm
Greutatea	125 t/km
Cîmpul maxim în dielectric	76 kV/cm
Pierderi:	
a — în cablu	55 kW/km
b — la terminale	125...250 kW

tica termodinamică are valoarea de $\frac{200 \cdot 10^{-4} m^{3,5}}{W}$, distanțele sînt de 40, respectiv 60 km.

e. Cercetări importante se realizează, de asemenea, în domeniul materialelor electroizolante și termoizolante ale cablurilor, avînd în vedere ameliorarea proprietăților lor electrice, termice și mecanice. Multe firme și institute de cercetare acordă, în ultimul timp, o atenție deosebită unor grupe de materiale din familia polietilenei în formă masivă sau laminată subțire („Tyvex"). Ultimele cercetări efectuate la firma Siemens au evidențiat faptul că proprietățile electrice ale benzilor subțiri Tyvex sînt net superioare celor ale benzilor masive.

Se depun eforturi sporite spre a menține în limite accesibile valoarea tangentei unghiului de pierderi, care tinde să crească relativ repede cu intensitatea cîmpului electric. La ultimele tipuri de benzi Tyvex, la $3 \frac{kV}{mm}$ s-a obținut $tg\delta = 2 \cdot 10^{-6}$, iar la $6{,}5 \frac{kV}{mm}$, $tg\,\delta \approx 2 \cdot 10^{-5} \frac{kV}{mm}$ valoare relativ bună, față de performanțele mult mai slabe ale altor materiale.

3. Probleme ale calculului circuitelor electrice în regim supraconductor

Metodologia de calcul al circuitelor electrice în regim supraconductor și cvasisupraconductor prezintă atît particularități speciale, cît și dificultăți care încă oferă un vast cîmp în cercetarea teoretică fundamentală din domeniul bazelor electrotehnicii. În principal, particularitățile sînt determinate de două proprietăți esențiale ale stării supraconductoare și anume :

a — rezistența nulă a conductorului sub valorile critice ale temperaturii și cîmpului de inducție magnetică ;

b — existența efectului Meissner-Ochsenfeld, care determină la temperaturi subcritice o repartiție cvasisuperficială a inducției magnetice în conductor ($\bar{B}_{interior} \approx 0$).

Așa cum se precizează în lucrările [5, 6], la scară macroscopică ecuațiile clasice ale cîmpului electromagnetic ale lui Maxwell se adaptează situațiilor precizate mai sus. Completîndu-le cu ecuațiile London [6], care țin seama tocmai de repartiția superficială a curentului de supraconducție și de existența efectului Meissner — Ochsenfeld, ele formează sistemul general de relații care stă la baza calculului circuitelor supraconductoare :

$$\dot{\bar{J}}_s = \frac{n_s}{m} e^2 \bar{E}, \tag{1}$$

$$\mathrm{rot}\,\bar{B} = \mu_0(\bar{J}_s + \dot{\bar{D}}), \tag{2}$$

$$\dot{\bar{J}}_s = \frac{\bar{E}}{\Lambda}, \tag{3}$$

$$\nabla^2 \bar{B} = \frac{1}{\Lambda} \bar{B} \tag{4}$$

în care :

$$\Lambda = \frac{m}{n_s e^2 \mu_0}$$

este constanta London.

Aici m este masa electronului de supraconducție, iar n numărul de electroni de supraconducție.

Cvasipătrunderea cîmpului magnetic într-un semispațiu supraconductor [6] este ilustrată de

existenţa unei aşa-numite „adîncimi de pătrundere London" avînd expresia;

$$\lambda_L = \sqrt{\frac{m}{\mu_0 n_s e^2}}, \qquad (5)$$

care se estimează la un ordin de mărime de aproximativ 10^{-6} cm, variind bineînţeles în funcţie de natura supraconductorului respectiv.

Rezolvarea sistemului de ecuaţii (1)...(4) se mai complică nu numai prin faptul că într-un semispaţiu supraconductor inducţia variază conform relaţiei:

$$B(x) = B_0 e^{-\frac{x}{\lambda_L}}, \qquad (6)$$

ci şi prin aceea că însăşi λ_L depinde de o serie de parametri fizici şi termici, dintre care cel mai important rămîne temperatura.

Dacă λ_L constituie un parametru esenţial în caracterizarea stării de supraconductoare, acceptînd la nivelul macroscopic difluidic * atunci ecuaţiile (1)...(3), ţinînd seama de (5) şi de expresia lui λ_L pot fi puse sub forma:

$$\dot{\bar{J}}_s = \frac{1}{\mu_0 \lambda_L^2} \bar{E}, \qquad (7)$$

$$\text{rot } \bar{J}_s = -\frac{1}{\mu_0 \lambda_L^2} \bar{B}, \qquad (8)$$

$$\bar{J} = \bar{J}_n + \bar{J}_s \qquad (9)$$

$$\bar{J}_n = \sigma_n \bar{E}. \qquad (10)$$

În relaţia (9), în cadrul modelului difluidic, se ţine seama de cele două fluide de electroni, cel normal şi cel de supraconducţie, în care numai primul respectă legea curentului electric de conducţie în formă finită (10).

* Trebuie precizat că modelul cel mai exact este cel stabilit prin teoria BCS dar la nivel *macroscopic* concluziile obţinute pe baza modelului difluidic sînt corecte în limite acceptabile de erori.

Dificultăţi importante există mai ales în cazul studiului şi calculului regimurilor tranzitorii deosebit de importante şi semnificative pentru circuitele în stare supraconductoare. Principala cauză o constituie, în special, aprecierea cît mai exactă a constantelor de timp care apar în calcule, deoarece valoarea rezistenţei fie că nu poate fi acceptată întotdeauna nulă, fie că în multe cazuri ea poate varia într-un domeniu nedefinit de valori, în jurul unor mărimi critice impuse de regimurile termice şi electrodinamice specifice, corespunzătoare stărilor cvasisupraconductoare.

De asemenea, în cazul supraconductoarelor de tipul III, problemele repartiţiei curentului electric în secţiunea transversală implică analize la nivel macroscopic ale purtătorilor de sarcini în care utilizarea şi rezolvarea ecuaţiilor de difuzie este esenţială pentru obţinerea unor elemente cantitative cît mai exacte, referitoare la parametrii de material ai supraconductoarelor. În acelaşi sens se pune problema analizei complexelor efecte de proximitate şi de repartiţie cvasipeliculară a curenţilor în filamentele supraconductoare din masivele de material clasic colorat de stabilizare.

Bibliografie

[1] *Lynton, E.A.* Supraleitung, B.I. Hochschultaschenbücher, Nr. 74, 1976.

[2] *Buckel, W.* Supraleitung. Grundlagen und Anwendungen, Weinheim Physik Verlag 1972.

[3] *Parsch, C.P.* Supraleiter und supraleitenden Magnete, München, Siemens Aktiengesllschaft, Berlin 1975.

[4] *Puşcaşu, S., Georgescu, E.* Aspecte actuale ale utilizării supraconductibilităţii în construcţia de maşini electrice rotative. În: Electrotehnica, Electronica, Automatica **25**, Nr. 3, 1977.

[5] *Puşcaşu, S., Badea, M.* Conceptele fundamentale ale crioelectrotehnicii, partea I. În: Electrotehnica, Electronica, Automatica Nr. 1, ianuarie 1977.

[6] *Puşcaşu, S., Badea, M.* Conceptele fundamentale ale crioelectrotehnicii partea a II-a În: Electrotehnica, Electronica, Automatica, Nr. 4, mai, 1977.

[7] *Foner, S., Schwartz, B.* Supraconducting Machines and Devices, Plenum Press — New-York — London, 1973.

[8] *Bogner, G.* Research at Siemens Laboratories on large scale applications of superconductivity, „Cryogenics", mai 1976.

CZ 621.314.26

CONVERTIZOARE DE MEDIE FRECVENȚĂ
EXPLOATARE
ÎNTREȚINERE

Asupra domeniilor de utilizare a convertizoarelor de medie frecvență, statice și rotative, la încălzirea prin inducție

CONSTANTIN C. RĂDUȚI* — București

Generalități

Dezvoltarea electronicii de putere — și în mod special a tiristoarelor de intensitate ridicată — a condus la pătrunderea masivă a electronicii în domeniul curenților tari, ceea ce face ca separarea tradițională în „curenți tari" și „curenți slabi" să fie din ce în ce mai echivocă.

O utilizare largă au cunoscut, în anii ultimei decade, invertoarele statice (onduloarele) care, după destinația lor, pot fi grupate în trei clase principale :**

a. *Invertoare tip A*, de frecvență fixă, pentru alimentarea generală, dar mai ales de securitate, a instalațiilor pentru prelucrarea informațiilor. De regulă, ele sînt alimentate de la o baterie.

b. *Invertoare tip B*, care produc curenți alternativi polifazați de tensiune și frecvență variabile, pentru comanda motoarelor de curent alternativ cu viteză variabilă. În general, aceste invertoare sînt asociate unui ansamblu redresor-circuit de curent continuu, fiind alimentate de la rețeaua de curent alternativ.

c. *Invertoare tip C*, destinate să asigure conversia curenților trifazați din rețeaua industrială de 50 Hz în curent monofazat de medie frecvență (pînă la cîțiva kHz), pentru alimentarea instalațiilor de încălzire prin inducție.

Primele cercetări științifice și aplicații experimentale ale invertoarelor de tip C au condus la enunțarea unor criterii de superioritate absolută a acestora în raport cu soluția „clasică" a convertizoarelor rotative. Aceste criterii se referă la următoarele aspecte tehnico-economice [5, 6, 11]:

A. *Referitor la investiții:*

a. Preț de cost mai redus la posibilități tehnice superioare.

b. Gabarit redus prin dispunerea în panouri.

c. Inexistența unor fundații speciale.

B. — *Referitor la exploatare:*

a. Consum de energie redus, decurgînd din randamentul de circa 90—97% al invertoarelor, față de 80—90% în cazul grupurilor rotative.

b. Compensarea factorului de putere al ansamblului generator-sarcină într-o plajă largă de funcționare, fără ajustarea valorii condensatoarelor conectate în paralel cu sarcina.

c. Funcționarea la puterea nominală, indiferent de variațiile sarcinii.

d. Posibilități generale de reglaj mai rapide și mai comode.

e. Funcționare silențioasă.

f. Funcționare la cos $\varphi = 1$, indiferent de sarcină.

g. Se execută în unități de putere oricît de mari (nu este necesară cuplarea în paralel a mai multor unități).

C. *Referitor la întreținere:*

a. Întreținere nulă, pentru că echipamentul nu comportă nici un element mecanic.

b. Fiabilitate ridicată.

D. *Referitor la depanarea defectelor:*

a. Imobilizări reduse în timp, echipamentul fiind realizat din module.

b. Interșanjabilitatea unor elemente standard (tiristoare, elemente de circuit etc.).

Subliniind marile avantaje generale ale sistemelor de comandă cu semiconductoare, ne propunem să analizăm comparativ posibilitățile de utilizare a invertoarelor cu tiristoare și a convertizoarelor rotative în domeniul mediei frecvențe (500—10 000 Hz), în mod deosebit pentru încălzirea prin inducție. Pentru aceasta, după o succintă descriere tehnică a celor două sisteme, se vor examina individual criteriile enunțate mai sus.

1. Prezentarea tehnică a convertizoarelor de medie freevență

Schemele-bloc ale celor două sisteme de convertizoare de frecvență sînt indicate, simplificat, în figura 1. Sub aspect global complexitatea soluțiilor este comparabilă.

În legătură cu grupurile convertizoare rotative sînt luate în considerație echipamentele moderne fabricate de firme ca AEG, Siemens, ACEC, iar la noi în țară convertizoarele optimizate produse la Întreprindera de Mașini Electrice București [1, 2, 3], la nivelul celor mai bune realizări mondiale și chiar superioare din unele

* Dr. ing. *Răduți, C.C.* este conferențiar la Catedra de mașini electrice, Facultatea de electrotehnică, Institutul politehnic — București.

** Clasificarea este arbitrară, luînd în considerație cele mai importante destinații. În [13] sînt date 6 clase de circuite invertoare.

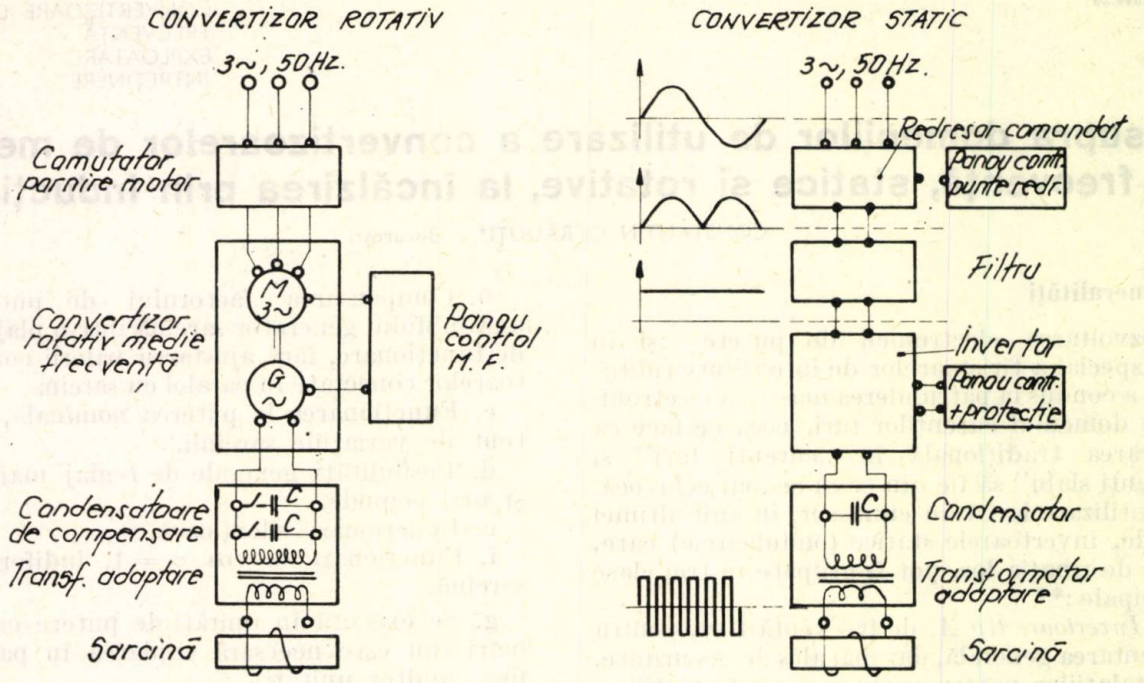


Fig. 1. Schemele-bloc ale convertizoarelor de frecvență, rotative și statice.

puncte de vedere. Acestea sînt execuții monobloc, motor asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit-generator monofazat, de medie frecvență, de tipul Guy, în construcție verticală, cu răcire forțată, perfect echilibrate și silențioase, montate pe suporturi elastice. În prezent, la IMEB se produc convertizoare de medie frecvență cu caracteristicile tehnice indicate în tabelul 1.

În legătură cu convertizoarele statice de frecvență este necesar să se separe, din schema generală, invertorul propriu-zis și să se stabilească unele definiții și noțiuni.

Invertoarele se numesc *autonome* atunci cînd determină ele însele frecvența și tensiunea aplicată circuitului de utilizare și respectiv, *asistate*, atunci cînd alimentează o rețea existentă de curent alternativ, care impune frecvența și forma tensiunii. De asemenea, invertoarele pot fi *autooscilante*, cînd frecvența depinde de sarcină și *pilotate*, cu comutație *forțată*, dacă frecvența este impusă de către un circuit pilot. În cazul utilizării pentru încălzirea prin inducție se adoptă invertoare autonome autooscilante.

Tabelul 1

Caracteristicile convertizoarelor de medie frecvență tip IMEB

Tipul	Puterea utilă, kW	Tensiunea alim. motor, V	Turația, rot/min	Tensiunea nom. M.F., V	cos φ capacit.	η, %	Masa, kg
GEF—AV 56/8 000	56	380	3 000	750/375	0,8	78	1 450
GEF—AV 110/8 000	110	380	3 000	750	0,8	80	2 150
GEF—AV 125/2 500	125	380	3 000	1 500/750	0,95	83	2 250
GEF—AV 300/2 500	300	380	3 000	1 400/700	1,0	84	4 000
GEF—AV—I 300/2 500	300	6 000	3 000	1 400/700	1,0	85	4 000
GEF—AV—I 250/8 000	250	6 000	3 000	1 400/700	1,0	85	4 000

În figura 2 *a* este reprezentată schema simplificată a unui asemenea invertor de tipul „serie" (există şi scheme în paralel). Circuitul de sarcină este constituit de inductorul pentru încălzire şi elementul propriu-zis de încălzire, echivalent cu o impedanţă Z, compusă dintr-o inductanţă L, în serie cu o rezistenţă R. Dată

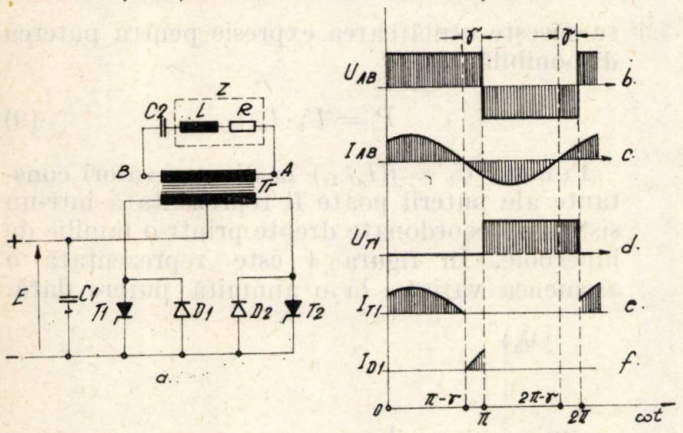


Fig. 2. Schema de principiu a invertorului autonom, autooscilant, serie.

fiind natura inductivă a sarcinii, puterea reactivă absorbită trebuie compensată prin capacitatea C_2, care furnizează şi energia reactivă necesară pentru comutaţia tiristoarelor. Pe de altă parte, valoarea lui C_2 este aleasă astfel încît frecvenţa de funcţionare dorită să rezulte din relaţia :

$$L \cdot C_2 \cdot \omega^2 = 1. \qquad (1)$$

Această frecvenţă corespunde oscilaţiilor libere ale circuitului rezonant astfel alcătuit. Condensatorul C_1 asigură reînchiderea circuitului de curent alternativ pe partea primarului transformatorului Tr, mai ales dacă sursa de alimentare este constituită de un redresor comandat (cazul cel mai utilizat în practică). Aprinderea succesivă a tiristoarelor T_1 şi T_2 produce la bornele AB o tensiune dreptunghiulară (fig. 2 *b*) şi un curent practic sinusoidal la mers în sarcină (fig. 2 *c*).

În momentul $\frac{\pi - \gamma}{\omega}$ curentul se anulează şi T_1 se reblochează. Pentru a se evita apariţia unei tensiuni inverse importante la bornele tiristoarelor la reblocarea lor, pe de o parte, ca şi întreruperi ale curentului, pe de altă parte, s-au prevăzut diodele D_1 şi D_2 în montaj antiparalel cu tiristoarele. De la $\frac{\pi - \gamma}{\omega}$ la $\frac{\pi}{\omega}$ curentul continuă să circule prin D_1 (fig. 2 *f*). Unghiul γ corespunde întîrzierii tiristoarelor în blocarea curentului lor invers, după conducţie (este necesar un anumit timp purtătorilor de sarcini pentru a-şi relua locul). Acest timp, numit timp de reblocare (de revenire) este cuprins între 25 şi 150 μs, uneori chiar mai mic la tiristoarele ultrarapide. Întotdeauna $\frac{\gamma}{\omega} >$, timpul de revenire. Pentru utilizări la frecvenţe între 2 500—10 000 Hz, acest timp nu este de loc neglijabil faţă de durata unei semiperioade a cărei mărime este de 200—50 μs. Se reţin deci, necesitatea întîrzierii deblocării tiristorului T_2 cu un unghi γ şi faptul că în timpul corespunzător $\left(\frac{\gamma}{\omega}\right)$, în care ansamblul tiristoarelor este blocat, trebuie asigurată circulaţia liberă a curentului şi inversarea sa, ceea ce se realizează prin diodele D_1, respectiv D_2 (numite şi diode de retur). În timpul $\frac{\gamma}{\omega}$ circuitul furnizează, de fapt, energie generatorului. Curentul este în avans faţă de tensiune. Compensarea fazei este determinată de condensatorul C_1, care asigură circulaţia curentului şi scurtcircuitează redresorul.

Tiristorul T_2 începe să lucreze în momentul $\frac{\pi}{\omega}$, iar curentul care circula prin D_1 este comutat în T_2, apoi se reia ciclul.

Uneori, pentru a micşora timpul de revenire a tiristoarelor, li se aplică o tensiune inversă de cîteva sute de volţi, tensiune care poate fi produsă, cel mai uşor, prin autoinducţie, fapt pentru care în serie cu diodele de retur se dispune cîte o inductanţă.

Invertorul de tip *paralel* este prezentat în schema simplificată din figura 3. Energia reactivă necesară pentru compensarea sarcinii şi pentru comutaţie este furnizată de condensatorul C_2. Sarcina compensată trebuind să fie capacitivă, rezultă că frecvenţa de comandă a tiristoarelor este superioară frecvenţei proprii a sarcinii compensate, spre deosebire de cazul schemei serie. Dacă se adoptă o inductanţă L_1, suficientă pentru a menţine curentul continuu la o valoare constantă, aprinderea succesivă a tiristoarelor T_1 şi T_2 va produce un curent de sarcină dreptunghiular (fig. 3 *c*) şi o tensiune practică sinusoidală (fig. 3 *b*). La un timp $\frac{\gamma}{\omega}$,

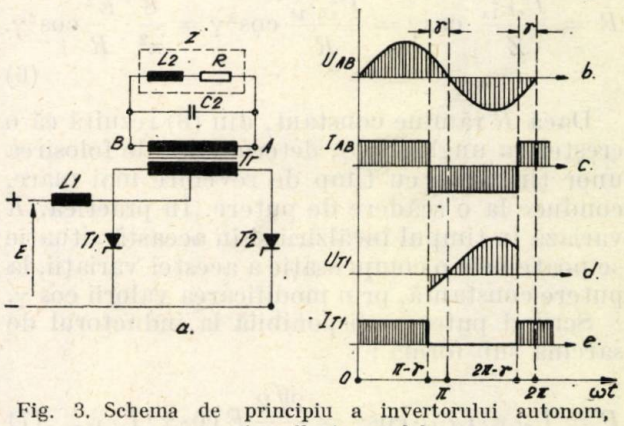


Fig. 3. Schema de principiu a invertorului autonom, autooscilant, paralel.

înainte de trecerea prin zero a acestei tensiuni se aprinde T_2 și curentul se comută foarte rapid de la T_1 la T_2. Tiristorului T_1 i se aplică, pe durata $\frac{\gamma}{\omega}$, o tensiune inversă.

În legătură cu adoptarea unei scheme sau a alteia (serie sau paralel) sînt multe discuții, la care ne vom referi mai tîrziu, cînd vom analiza unele implicații ale utilizării invertoarelor la frecvențe peste 1 000 Hz.

2. Discuția parametrului γ pentru invertoare de medie frecvență

Din figurile 2 și 3 se observă că tensiunea pentru schema serie și curentul pentru schema paralel au o formă dreptunghiulară. Amplitudinea undei dreptunghiulare este egală cu valoarea tensiunii, respectiv a curentului din circuitul intermediar. Descompunînd această undă în serie Fourrier, se poate scrie că valorile eficace ale undelor fundamentale, în raport cu mărimile continue ale circuitului intermediar, sînt următoarele :

$$U_{ef\cdot 1s} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E \quad \text{(pentru schema serie)}; \quad (2)$$

$$I_{ef\cdot 1p} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_c \quad \text{(pentru schema paralel)}. \quad (3)$$

Admițînd că pentru o compensare serie curentul de sarcină este sinusoidal, iar pentru o compensare paralel tensiunea la bornele sarcinii este sinusoidală, se pot obține valorile eficace ale acestora din egalitatea puterilor din circuitele intermediare, respectiv de sarcină :

$$I_{ef\cdot 1s} = \frac{\pi}{2\cdot\sqrt{2}} \cdot \frac{I_c}{\cos\gamma} \quad \text{(pentru schema serie)}; \quad (4)$$

$$U_{ef\cdot 1p} = \frac{\pi}{2\cdot\sqrt{2}} \cdot \frac{E}{\cos\gamma} \quad \text{(pentru schema paralel)}. \quad (5)$$

Puterea disponibilă, la ieșirea invertorului, are pentru schema serie valoarea :

$$P = \frac{U_{ef\cdot 1s}^2}{Z} \cdot \cos\gamma = \frac{U_{ef\cdot 1s}^2}{R} \cos^2\gamma = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{E^2}{R} \cos^2\gamma. \quad (6)$$

Dacă R rămîne constant, din (6) rezultă că o creștere a unghiului γ, determinată de folosirea unor tiristoare cu timp de revenire mai mare, conduce la o scădere de putere. În practică, R variază în timpul încălzirii și în această situație se poate face o compensație a acestei variații, la putere constantă, prin modificarea valorii cos γ.

Scriind puterea disponibilă la inductorul de sarcină sub forma :

$$P = U_{ef\cdot 1s} \cdot I_{ef\cdot 1s} \cdot \cos\gamma = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E \cos\gamma \cdot I_{ef\cdot 1s}, \quad (7)$$

pentru invertorul serie, de exemplu, și notînd cu U_b tensiunea la bornele rezistenței echivalente a inductorului în sarcină, deci :

$$U_b = U_{ef\cdot 1s} \cos\gamma = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E \cos\gamma, \quad (8)$$

se găsește următoarea expresie pentru puterea disponibilă :

$$P = U_b \cdot I_{ef\cdot 1s}. \quad (9)$$

Funcția $U_b = f(I_{ef\cdot 1s})$ la diverse valori constante ale puterii poate fi reprezentată într-un sistem de coordonate drepte printr-o familie de hiperbole. În figura 4 este reprezentată o asemenea variație la o anumită putere dată.

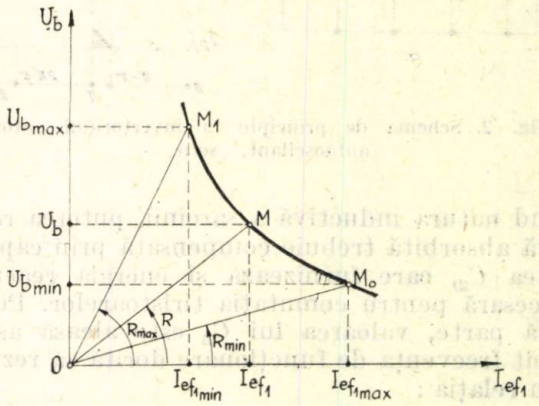


Fig. 4. Variația tensiunii la bornele sarcinii, în funcție de curent, la putere constantă.

Valoarea maximă pe care o poate lua U_b, pentru o mărime dată a tensiunii E din circuitul intermediar de curent continuu este :

$$U_{b\,max} = U_b \cdot \cos\gamma_0, \quad (10)$$

în care γ_0 este unghiul minim, corespunzînd celui mai mic timp de revenire al tiristorului. Valorii $U_{b\,max}$ îi corespunde o rezistență maximă echivalentă a inductorului în sarcină R_{max}, care nu poate fi depășită în funcționarea instalației. Valoarea R_{max} este egală cu panta dreptei OM_1. Panta dreptei OM reprezintă rezistența echivalentă R a inductorului în sarcină. Dacă se micșorează valoarea lui R, curentul $I_{ef\cdot 1s}$, care este furnizat de instalație, crește pînă la o valoare care este limitată practic de curentul limită de durată al tiristoarelor folosite, fie acesta $(I_{ef\cdot 1s})_{max}$. Familia de drepte cuprinse între OM_1 și OM_0 reprezintă domeniul de rezistențe echivalente cu care poate lucra instalația în sarcină.

Înainte de a trece la examinarea comparativă a criteriilor de calitate arătate la paragraful 1,

A, B, C şi D, vom face o primă observaţie importantă asupra unghiului γ, avînd în vedere că timpul $\frac{\gamma}{\omega}$ trebuie să fie superior timpului de revenire a tiristoarelor. La un unghi de conducţie $\pi - \gamma = 150°$, de exemplu, $\gamma = 30°$ înseamnă în timp:

$$\frac{\gamma}{\omega} = \frac{200}{6} \cong 33 \ \mu s, \text{ la } 2\,500 \text{ Hz}, \qquad (11)$$

$$\frac{\gamma}{\omega} = \frac{50}{6} \cong 8 \ \mu s, \text{ la } 10\,000 \text{ Hz}. \qquad (12)$$

Aceasta înseamnă că timpul de revenire a tiristoarelor trebuie să fie simţitor mai mic decît aceste valori. Desigur că se produc [13] asemenea tiristoare, dar de intensităţi limitate (sub 60 A), iar în cazul unui timp de revenire foarte scurt, de ordinul 10—15 μs, preţul tiristoarelor este mult mai mare decît la cele la care nu se impune această condiţie.

Variaţia valorii medii a curentului direct în funcţie de unghiul de conducţie este arătată în figura 5.

În ceea ce priveşte alegerea schemei serie sau paralel, părerile sînt împărţite. Un cuplaj serie nu permite o variaţie bruscă a curentului, în timp ce un cuplaj paralel nu permite o variaţie bruscă a tensiunii. În cazul schemei serie apare inconvenientul utilizării diodelor de retur, care preiau curentul între momentul trecerii sale prin zero (stingerea tiristorului T_1, fig. 2) şi momentul aprinderii tiristorului T_2; în caz contrar tiristoarele sînt supuse tensiunii date de capacităţile de compensare, tensiune care poate fi un multiplu al celei de lucru. În cazul schemei

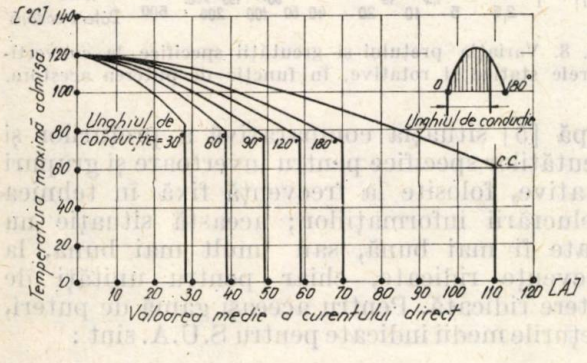


Fig. 5. Variaţia valorii medii a curentului direct, funcţie de unghiul de conducţie, într-un tiristor.

paralel nu este posibil să se lucreze cu o tensiune fixă a circuitului intermediar, pentru că mărirea unghiului γ (relaţia 5) conduce la o creştere a tensiunii alternative de lucru, deci a sarcinii active — şi mai ales la o creştere exagerată a tensiunii la bornele tiristoarelor.

La invertorul serie plaja unghiului γ începe în momentul cînd curentul trece prin zero şi se termină cu aprinderea tiristorului T_2; la invertorul paralel ea începe prin aprinderea tiristorului următor şi se termină la trecerea tensiunii prin zero. Prin urmare, la invertorul paralel trebuie prevăzut momentul în care se anulează tensiunea, pentru a comanda tiristoarele următoare cu un timp determinat înainte de anularea tensiunii; la invertorul serie este suficient să se detecteze trecerea prin zero a curentului şi există posibilitatea prevenirii reducerii unghiului γ, fără a ţine seama de evoluţia sarcinii.

Pe de altă parte, unele avantaje ale schemei serie sînt contracarate de echipamentul de protecţie mai scump pe care-l necesită. La invertorul paralel inductanţa L, în afară de rolul de reactor, pentru a menţine curentul constant în invertor, joacă şi un rol de protecţie. În general, ea este dimensionată pentru a limita gradientul dI_c/dt, astfel încît redresorul comandat are timp să treacă în invertor asistat şi să retrimită în reţea energia înmagazinată. Chiar dacă se produce un scurtcircuit la bornele sarcinii, condensatorul de compensare se descarcă pe acest scurtcircuit fără alte urmări decît oprirea convertizorului prin acţiunea elementelor normale de protecţie. În schimb la invertorul serie este necesar un disjunctor ultrarapid. Energia înmagazinată în capacitatea C_1 la schema serie nu poate fi retrimisă în reţea şi pentru a evita ca această energie, în caz de defect, să fie disipată în tiristoare, sînt utilizate diverse echipamente pentru limitarea creşterii curentului în invertor şi pentru a descărca condensatorul într-un scurtcircuitor.

3. Analiza comparată a domeniilor optime de utilizare a convertizoarelor de frecvenţă, statice şi rotative

Din cele arătate mai sus şi în baza realizărilor practice de pînă acum rezultă următoarele concluzii principale:

În domeniul 150—2 000 Hz convertizoarele statice de frecvenţă au toate atributele enunţate la paragraful 1, singurul criteriu care ar putea interveni în discuţie fiind preţul de cost. Trebuie semnalat că, în diapazonul de 1 000—2 000 Hz realizările de convertizoare statice pentru metalurgie au demonstrat că ele sînt deosebit de rentabile, mai ales în unităţi mari de putere. Astfel, la puteri între 400—600 kW, preţul unui convertizor static de frecvenţă este cu 15—20% mai redus decît al unui convertizor rotativ.

Pe măsură însă ce frecvenţa comutării creşte, lucrurile trebuie analizate mult mai atent. În afara aspectelor arătate în paragraful 3 trebuie avut în vedere că pierderile de comutaţie, integrate pe o perioadă a ciclului, devin o foarte importantă parte a puterii medii disipate a tiristorului.

În figura 6 sînt indicate valorile admisibile ale curentului (amplitudinea maximă) în funcţie de lăţimea pulsului de bază pentru o undă de curent de formă sinusoidală, pentru frecvenţe de comutare cuprinse între 250 şi 10 000 Hz. Datele sînt stabilite în baza încercărilor efectuate

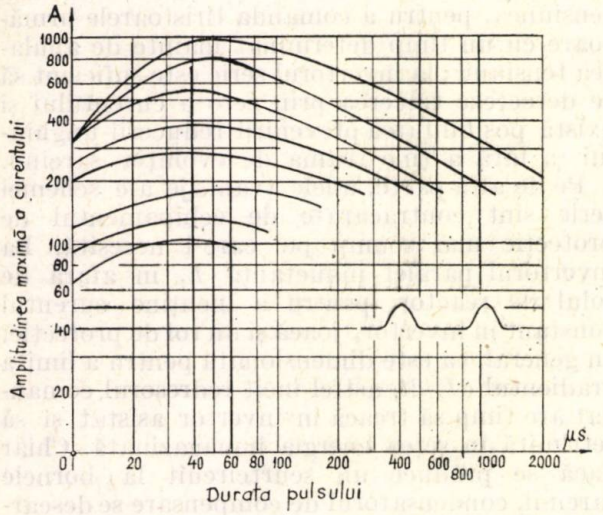


Fig. 6. Variaţia amplitudinii maxime a curentului în funcţie de durata pulsului de bază, într-un tiristor pentru frecvenţă ridicată.

asupra unor tiristoare cu timp de revenire foarte scurt, într-un sistem desemnat special pentru medie frecvenţă [13]. Din curbe rezultă că un tiristor timbrat pentru 220 A la $f = 1\,000$ Hz este capabil numai de 200 A la 2 000 Hz, de 180 A la 5 000 Hz şi de numai 110 A la 10 000 Hz. Scăderea posibilităţilor tiristoarelor la frecvenţe ridicate rezultă şi mai clar din figura 7, în care se indică variaţia curentului

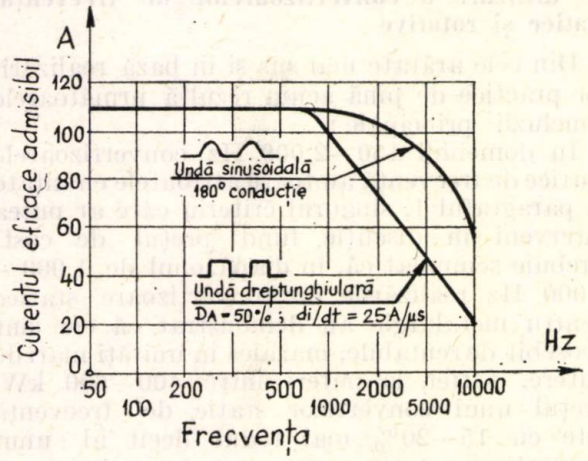


Fig. 7. Variaţia curentului eficace admisibil în funcţie de frecvenţă, într-un tiristor pentru frecvenţă ridicată.

eficace admisibil, în funcţie de frecvenţă, pentru undă sinusoidală şi dreptunghiulară, la tiristoare pentru frecvenţă înaltă. Sub acest aspect (unda sinusoidală de curent) apare un avantaj pentru invertoarele serie, în sensul scăderii mai puţin accentuate a curentului eficace admis, în funcţie de creşterea frecvenţei.

În domeniul 2 500—5 000 Hz se impune, deci, o analiză atentă a fiecărui caz în parte, a cerinţelor tehnice impuse utilajului, precum şi a procesului tehnologic.

Se consideră că peste 5 kHz convertizoarele statice de frecvenţă au o serie de probleme de rezolvat, care nu vor reprezenta însă în viitor, în condiţiile dezvoltării impetuoase a tehnologiei semiconductoarelor, piedici în a le face avantajoase sub aspect tehnico-economic. Aceasta nu înseamnă că în prezent nu se pot executa experimental asemenea convertizoare [15].

Relativ la criteriile de comparaţie între convertizoarele de frecvenţă, statice şi rotative, rezultă (în ordinea şi numărătoarea de la paragraful 1), următoarele :

A.a. Preţul este mai redus la convertizoarele statice de frecvenţă pînă la 4 kHz, executate în unităţi mari, de peste 400 kW, întrucît ponderea echipamentului auxiliar de comandă şi protecţie începe să scadă în raport cu tiristoarele, în structura preţului. În prezent însă şi la noi în ţară şi pe plan mondial convertizoarele rotative, chiar la 2 500 Hz, în unităţi sub 300 kW sînt mai ieftine decît convertizoarele statice cu aceleaşi caracteristici. În figura 8 este redată

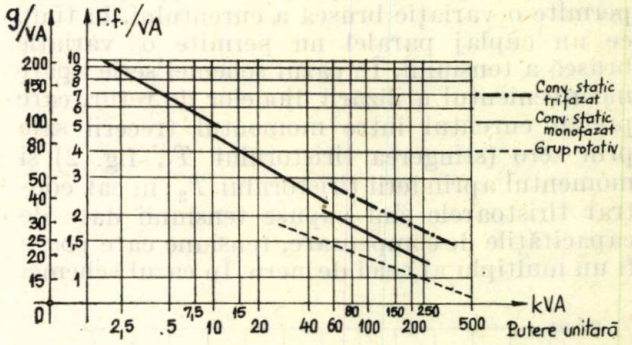


Fig. 8. Variaţia preţului şi greutăţii specifice la convertizoarele statice şi rotative, în funcţie de puterea acestora.

după [5] situaţia comparativă a preţurilor şi greutăţilor specifice pentru invertoare şi grupuri rotative, folosite la frecvenţă fixă în tehnica prelucrării informaţiilor; această situaţie nu poate fi mai bună, sau mult mai bună, la frecvenţe ridicate, chiar pentru unităţi de putere ridicată. Pentru aceeaşi gamă de puteri, preţurile medii indicate pentru S.U.A. sînt :

— pentru invertor + redresor + baterie = 700 $/kVA,
— pentru grup rotativ + baterie = = 450 $/kVA,
— pentru grup rotativ simplu = = 250 $/kVA.

A.b. În privinţa gabaritului, convertizoarele rotative în construcţie verticală nu ocupă suprafeţe mai mari decît convertizoarele statice

dispuse în panouri. De exemplu, un convertizor rotativ de 300 kW la 2 500 Hz are suprafaţa de bază egală cu 1,24 m².

A.c. Problema fundaţiilor nu este departajantă. Convertizoarele rotative moderne, în construcţie verticală, aşezate pe un sistem de amortizare vibraşoc, tip IMEB, nu necesită fundaţii speciale.

B.a. Randamentul este net în favoarea convertizoarelor statice, mai ales la unităţi de putere ridicată. Dacă însă se are în vedere randamentul întregii instalaţii electrice, inclusiv al transformatoarelor de adaptare şi sarcinii — ceea ce interesează în ultimă instanţă pe utilizator — diferenţele se atenuează.

B.b. Convertizoarele statice de frecvenţă cu tiristoare asigură compensarea factorului de putere al ansamblului invertor-sarcină prin adaptarea permanentă a frecvenţei, fără modificarea bateriei de condensatoare, într-o plajă largă de funcţionare şi cu o supleţe deosebită. Această compensare reprezintă un avantaj deosebit al invertoarelor de medie frecvenţă, mai ales pentru domeniile de utilizare care privesc alimentarea cuptoarelor de fuziune, la care factorul de putere variază mult, în funcţie de temperatură şi caracteristicile materialului încălzit. Pentru alimentarea cuptoarelor de inducţie se folosesc frecvenţe între 500—2500 Hz. La încălziri în vederea tratamentelor termice de suprafaţă (pentru care se folosesc frecvenţe între 5 000—10 000 Hz, iar procesul tehnologic decurge rapid), acest avantaj este mai puţin important şi sînt preferate grupurile rotative, care asigură o frecvenţă fixă, controlînd adîncimea de pătrundere a cîmpului.

B.c. Aşa cum rezultă din figura 4, ansamblul invertor-sarcină poate funcţiona la o putere constantă, indiferent de variaţiile sarcinii. Comandînd corespunzător unghiul γ, se adaptează sursa de energie la sarcina sa. Avînd în vedere că un convertizor rotativ trebuie dimensionat la puterea :

$$P' = U_{b\max} \cdot I_{ef_1 \max}, \qquad (13)$$

pentru a asigura domeniul de funcţionare OM_1M_0, în raport cu puterea P a convertizorului static rezultă :

$$P' = \frac{P}{\cos\gamma}. \qquad (14)$$

Pentru $\gamma = 30°$, $P' = 1{,}15 \cdot P$ şi, prin urmare, convertizorul rotativ este dimensionat cu 15% peste puterea nominală a invertorului, pentru acelaşi serviciu. În realitate, ţinînd seama de sensibilitatea deosebită a tiristoarelor la suprasarcini, alegerea lor nu se face pentru I_{ef_1} (corespunzător lui M în fig. 4), ci pentru $I_{ef_1 \max}$.

B.d. Calităţile de reglaj mai rapid şi mai comod ale convertizoarelor statice de frecvenţă sînt nete, în comparaţie cu convertizoarele rotative.

B.e. Funcţionarea silenţioasă şi fără vibraţii este asigurată de ambele tipuri de convertizoare cu un avantaj uşor pentru cele statice. Este ştiut că realizările moderne de convertizoare rotative au o căptuşeală exterioară antifonică.

B.f. Funcţionarea la cos $\varphi = 1$, indiferent de sarcină, este asigurată de ambele tipuri de convertizoare, mai comod, de cele statice.

B.g. Convertizoarele statice de frecvenţă se pot executa în unităţi de putere oricît de mari (mii de kW), pe cînd convertizoarele rotative nu depăşesc, de regulă, 500 kW, trebuind să fie cuplate, de multe ori, în paralel, operaţie care antrenează echipament suplimentar. Obţinerea de puteri mari la convertizoarele statice de frecvenţă are loc prin metodele utilizate la redresoarele de mare putere, solicitînd, desigur — un număr sporit de tiristoare.

C.a. Spre deosebire de convertizoarele rotative, la care întreţinerea priveşte ungerea rulmenţilor, invertoarele nu necesită nici o măsură de întreţinere preventivă.

C.b. La aprecierea fiabilităţii unui produs trebuie considerată expresia probabilităţii unei bune funcţionări într-o perioadă dată :

$$F(t) = e^{-\lambda t}, \qquad (15)$$

în care :

$$\lambda = \frac{1}{m} = p_1 \cdot \lambda_1 + p_2 \cdot \lambda_2 + \ldots + p_n \cdot \lambda_n, \qquad (16)$$

cu :

λ — probabilitatea de defectare globală;
m — timpul mediu de bună funcţionare;
p_n — numărul de componente cu aceeaşi probabilitate λ_n de defectare.

Pentru simplitate, s-au considerat, pentru fiecare tip de convertizor, cîte 6 componente cu probabilitate de defectare mai mare, reprezentîndu-le în figura 9, cu timpul mediu de bună funcţionare, respectiv [5].

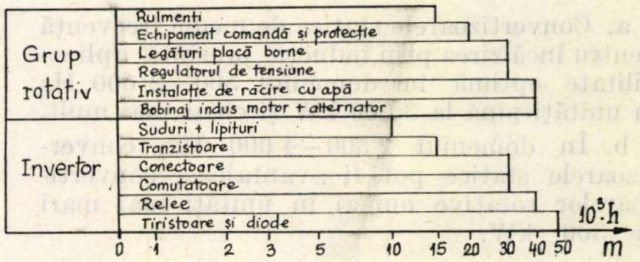


Fig. 9. Timpul mediu de bună funcţionare a componentelor convertizoarelor de frecvenţă.

Convertizoarele rotative tip Guy, avînd ambele bobinaje pe stator, nu au inele şi perii, care ar reprezenta componente cu timp mediu de bună funcţionare redus.

Avînd în vedere numărul mare de componente ale convertizoarelor statice de frecvenţă cu „*m*" relativ redus (suduri, conectoare, tranzistoare), rezultă o fiabilitate inferioară a acestora, în raport cu cele rotative. Un calcul dezvoltat pentru un invertor cu circa 300 componente conduce la un timp mediu de bună funcţionare de 15 000 ore, respectiv :

$$F(t) = e^{-\frac{t}{15000}}.$$

Prin urmare, pentru diferite perioade de funcţionare, situaţia se prezintă astfel :

la t = 1 50 ore, se contează pe $F = 99\%$;
la t = 1 500 ore, se contează pe $F = 90\%$;
la t = 1 5000 ore, se contează pe $F = 37\%$.

La puteri superioare, numărul de componente creşte, iar fiabilitatea scade ; apare, deci, necesitatea de a prevedea în instalaţie una sau mai multe unităţi de rezervă, pentru a conta pe o fiabilitate dorită.

D.a. Depanarea defectelor nu avantajează convertizoarele statice, chiar dacă sînt realizate din module. Trebuie spus că, de regulă, la convertizoarele statice diagnosticul se poate pune numai de specialistul firmei furnizoare şi că reparaţia se face numai prin înlocuirea modulului defect. Ori, se ştie că, în general, cu cît utilizatorul este mai departe de furnizor, atît prezenţa specialistului cît şi a modulelor de schimb reprezintă aspecte dificile. Din contră, depanarea şi reparaţia unui grup rotativ pot fi executate de orice atelier electromecanic cu o anumită ţinută tehnică (fac excepţie defecţiunile mai grave care au afectat circuitul magnetic al generatorului de medie frecvenţă).

D.b. Interschimbabilitatea unor elemente standard este un atribut esenţial al convertizoarelor statice de frecvenţă, dar nu poate constitui un reproş pentru convertizoarele rotative, care nu apelează, în mod normal, decît la schimbarea rulmenţilor, prin excelenţă standardizaţi.

4. Concluzii

a. Convertizoarele statice de medie frecvenţă pentru încălzirea prin inducţie prezintă aplicabilitate optimă în domeniul 500—2 000 Hz în unităţi pînă la 3 000 kW şi chiar mai mult.

b. În domeniul 2 500—4 000 Hz, convertizoarele statice pot fi avantajoase convertizoarelor rotative numai în unităţi mai mari de 300 kW.

c. În domeniul 5 000—10 000 Hz, convertizoarele rotative sînt deocamdată competitive sub toate aspectele.

Desigur, această distribuţie nu este rigidă, unele particularităţi de proces tehnologic putînd schimba complet spectrul său. Ea poate evolua în favoarea convertizoarelor statice în măsura perfecţionării actuale a tehnologiei semiconductoarelor.

Bibliografie

[1] *Bunea, V.* Soluţionarea ecuaţiilor lui Maxwell în medii conductoare liniare şi feromagnetice. În : Electrotehnica, nr. 10, oct 1966, pag. 337—353.

[2] *Bunea, V.* Magnetic skin effects in medium frecquency machines. In : Proc. IEEE, Vol. **117**, No. 7, July 1970, p. 1303—1308.

[3] *Bunea, V.* Probleme de optimizare la generatorul de medie frecvenţă. În Electrotehnica, nr. 8, august 1973.

[4] *Chauprade, R., Caussin, G.* Convertisseurs statiques autonomes courant continuu/courant alternatif. In : Revue Générale de l'Electricité No. 11, Novembre 1969, p. 1034—1054.

[5] *Drouin, G., Mijon, C.* Application industrielle des convertisseurs autonomes courant continuu / courant alternatif, R.G.E., No. 11, Novembre 1969, p. 1055—1065.

[6] *Guesné, P.* Utilisation des thyristors pour la production de courant à moyenne fréquence. In : Communication présentée à la séance du 13 juin 1969 de la 1-re Section de la Societé française des Electriciens.

[7] *Bishops, K.W.J., Spreadbury, R.J.* Static invertor. Recent developments and new applications. In : Electronics and Power, July, 1968, Vol. **14**, p. 280—283.

[8] *Ho, H.H.* Generalised principle of operation of 3-phase thyristor invertor. In : Proc. IEEE, Vol. **117**, No. 7, July 1970.

[9] *Esche, R.* Thyristor-Umrichter für induktive Erwärmung In : Elektrowärme International, Bd. **27**, Nr. 4, April 1969, p. 164—168.

[10] *Thiele, G.* Beanspruchung von Thyristoren in Serienschwingkreiswechselrichtern., ETZ—A, Bd. **92**, H. 2, 1971, p. 108—113.

[11] *Frank, W.E.* New Developments in high-frequency power sources. In : IEEE Transactions. Vol. **IGA—6**. No. 1, January / February 1970, p. 29—35.

[12] *Smorodinov, W.W., Conrad, H.* Unsymetrischer Thyristorwechselrichter für Induktionserwärmung. In : Elektrie Heft 4, 1969, p. 143—145.

[13] * * * Silicon controlled rectifier manual, Fifth edition, General Electric, Electronics Park, Syracuse 1, N. Y., 1972.

[14] *Landis, J.P.* A static power supply for induction heating. In : IEEE Transactions. Vol. **IECI—17**, No. 4, June 1970, p. 313—320.

[15] *Horvat, Ivan.* A 180 kW, 8—11 kHz thyristor frequency converter for induction heating. În : IEEE Transaction. Vol. **IGA**. Conference Record 1971, p. 837—849.

[16] *Pelly, B.R.* Latest developments in static high frequency power sources for induction heating. In : IEEE Transactions. Vol. **IGA—17**, No. 4, Jund 1970, p. 297—312.

[17] *Möllgen, G.* Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutaţie de la reţea. Bucureşti, Editura tehnică, 1970.

CZ 621.3.042 : 621.3.013

CIRCUITE ELECTRICE CONEXE
FLUXURI MAGNETICE

Cu privire la ecuaţiile mărimilor de stare

DAVID FRĂNKEL* — Timişoara

Introducere

Prin definiţie, mărimile de stare ale unui sistem sînt mărimile ale căror valori iniţiale sînt necesare pentru determinarea evoluţiei sistemului după momentul iniţial considerat. Ecuaţiile care descriu comportarea sistemelor liniare exprimate în funcţie de mărimile de stare, x_k pot fi reduse la forma canonică :

$$\frac{dx_k}{dt} = \sum_{\nu=1}^{s} a_{\nu k} x_\nu + f_k(t), \qquad (1)$$

unde s este numărul mărimilor de stare, $a_{\nu k}$ — coeficienţi constanţi, iar $f_k(t)$ — funcţii date de timp.

În circuite electrice momentul comutării este considerat moment iniţial, iar mărimile ale căror valori iniţiale se cunosc sînt cele stabilite prin teoremele condiţiilor iniţiale. Pentru scheme electrice cu elemente ideale aceste teoreme stabilesc că fluxul magnetic total Φ_{kk} din buclele care nu conţin latură cu sursă de curent, şi sarcina electrică totală q_{kk}, închisă de orice suprafaţă (secţiune) care nu intersectează latură cu sursa de tensiune ideală, sînt mărimi continue, nu pot suferi variaţii bruşte [3]. Fluxurile magnetice totale din buclele independente, pentru care se aplică a doua teoremă a lui Kirchhoff şi sarcinile electrice totale închise de secţiunile independente care nu intersectează laturi cu surse de t.e.m. ideale, pot fi deci mărimi de stare [1, 2].

În lucrare se dă o demonstraţie directă a posibilităţii reducerii ecuaţiilor circuitului, exprimate în funcţie de mărimile de stare Φ_{kk} şi q_{kk}, la forma canonică. Demonstraţia se bazează pe proprietăţi ale arborelului normal.

1. Arborele normal

Prin definiţie arborele normal al unui circuit conţine ca ramuri toate sursele de tensiuni electromotoare, un număr maxim de condensatoare şi un număr minim de bobine.

Circuitul cu bucle constituite exclusiv din surse de t.e.m. ideale, respectiv cu secţiuni la care sînt incidente, exclusiv surse de curent, nu poate avea arbore normal. Prin aplicarea teoremelor surselor de tensiune, respectiv de curent, cu acţiune nulă, circuitul poate fi însă transfigurat astfel ca aceste bucle, respectiv secţiuni să se elimine, deci se poate considera că schemele circuitelor nu au astfel de bucle şi secţiuni.

Laturile, ramurile şi coardele constituite din rezistorul ideal R, bobina ideală L şi condensatorul ideal C se vor numi latură-ramură-coardă — R, L respectiv C.

Dacă nu există bucle cu laturi conţinînd exclusiv condensatoare şi surse de t.e.m. ideale (buclă C), toate condensatoarele pot fi ramuri. Dacă există o buclă C, una din laturile ei C se alege drept coardă. Dacă după eliminarea acestei coarde C circuitul mai are buclă C, una din laturile C ale acesteia se alege, de asemenea, drept coardă. Se procedează în continuare la fel pînă cînd nu mai rămîne buclă C. Numărul ramurilor C, r_c, este, deci, egal cu numărul total al condensatoarelor N_c, mai puţin numărul buclelor C independente între ele n_c :

$$r_c = N_c - n_c. \qquad (2)$$

Dacă există o secţiune la care sînt incidente numai laturi cu bobine şi surse de curent ideale (secţiune L), una din aceste laturi L trebuie aleasă ramură, astfel secţiunea ar separa circuitul în două subgrafuri disjuncte, deci, n-ar putea exista arbore, care este un subgraf conex. Dacă după eliminarea acestei ramuri L mai există altă secţiune L, din nou una din laturi se alege ramură. Se procedează în continuare la fel pînă cînd nu mai rămîne secţiune L. Numărul minim de ramuri L este, deci, egal cu numărul secţiunilor L independente între ele n_L. Dacă N_L este numărul total al bobinelor, înseamnă că numărul coardelor L ale coarborelui normal, c_L este :

$$C_L = N_L - n_L. \qquad (2')$$

Se obţin secţiuni independente, dacă fiecare secţiune intersectează o singură ramură a arborelui normal. Aceste secţiuni se vor numi secţiuni normale. Deci, numărul de secţiuni normale cărora li se poate aplica condiţia iniţială a continuităţii sarcinii totale q_{kk} este egal cu numărul r_c al ramurilor cu condensatoare.

Se obţin bucle independente (fundamentale), dacă fiecare buclă conţine o singură coardă a arborelui normal. Aceste bucle se vor numi *bucle normale*. Deci, numărul total al buclelor normale cărora li se poate aplica condiţia iniţială a continuităţii fluxului total Φ_{kk} este egal cu numărul C_L al coardelor L ale coarborelui normal.

Dr. ing. *Frănkel, D.* este profesor la Institutul politehnic — Timişoara.

Din definiția și modul de constituire ale arborelui normal al secțiunilor și buclelor normale urmează două proprietăți fundamentale ale acestora :

1. Toate coardele incidente secțiunii normale care intersectează ramura L sînt coarde L sau surse de curent.

2. Toate ramurile buclei normale care conțin coardă C sînt ramuri C sau surse de t.e.m.

Prima proprietate are trei consecințe :

1.1. Prin aplicarea teoremei intensităților de curent secțiunilor normale cu ramură L, fiecare din cele n_L intensități de curenți ale acestor ramuri i^r_L se exprimă ca o sumă algebrică a intensităților curenților celor C_L coarde L, i^c_L și a intensităților surselor de curent :

$$i^r_L = \sum_{v \in \Sigma_L} (i^c_{Lv} + i_{sv}), \qquad (3)$$

unde Σ_L este secțiunea considerată.

1.2. În bucla normală cu coardă R, b_R, nu există ramură L. În adevăr, bucla normală are o unică coardă, care este incidentă oricăreia din secțiunile care intersectează ramurile buclei. Or, secțiunea normală cu ramură L intersectează exclusiv coarde L sau surse de curent.

Reiese că această buclă are numai ramuri cu sursa de t.e.m., condensatoare și rezistoare, deci aplicîndu-i-se a doua teoremă a lui Kirchhoff, tensiunea la bornele coardei R, u^c_R se exprimă ca o sursă algebrică a tensiunilor la bornele acestor ramuri u^r_e, u^r_c și u^r_R.

$$u^c_R = \sum_{v \in b_R} (u^r_{ev} + u^r_{cv} + u^r_{rv}) = i^c_R R^c . \qquad (4)$$

1.3. Buclele normale conținînd bobine nu au coardă R. În adevăr, bucla normală a cărei coardă nu este bobină sau sursă de curent nu are nici ramură cu bobină, deci nu conține nici o bobină.

Proprietatea a 2-a are, de asemenea, trei consecințe :

2.1. Prin aplicarea celei de a doua teoreme a lui Kirchhoff, buclelor normale cu coardă C, b_c, tensiunea u^c_c la bornele fiecăreia din cele n_c coarde C se exprimă ca o sumă algebrică la bornele celor r_c ramuri C, u^r_c și a tensiunilor electromotoare ale surselor.

$$u^c_c = \sum_{v \in b_C} (u^r_{ev} + u_{ev}). \qquad (5)$$

2.2. Secțiunii normale cu ramura $R - \sum_R$, nu-i sînt incidente coarde C. În adevăr, bucla normală cu coardă C avînd numai ramuri C sau ramuri cu surse de t.e.m, orice secțiune la care este incidentă coarda C conține ramură C sau ramură cu sursă, deci nu conține ramură R.

Secțiunii normale cu ramură R îi sînt incidente exclusiv coarde cu surse de curent, bobine și rezistențe, deci aplicîndu-i-se teorema intensităților de curent, intensitatea curentului din ramură R, i^r_R, se exprimă ca o sumă algebrică a intensităților de curent din aceste coarde : i^c_s, i^c_L și i^c_R.

$$i^r_R = \sum_{v \in \Sigma_R} (i^c_{sv} + i^c_{Lv} + i^c_{Rv}) = u^r_R G^r, \qquad (6)$$

unde G^r este conductanța ramurii.

Pe baza relațiilor (3) — (6), rezultate din proprietățile arborelui, coarborelui, buclelor și secțiunilor normale se poate efectua demonstrația propusă.

2. Reducerea ecuațiilor circuitului la forma canonică în funcție de mărimile de stare Φ_{kk} și q_{kk}

Din a doua teoremă a lui Kirchhoff aplicată uneia din cele C_L bucle normale cu bobine, se obține :

$$\frac{d\Phi_{kk}}{dt} + u_{ekk} + u^r_{ckk} + u^r_{Rkk} = 0, \qquad (7)$$

unde :

- Φ_{kk} este suma algebrică a fluxurilor magnetice ale laturilor buclei ;
- u_{ekk} — suma algebrică a tensiunilor electromotoare ale surselor ramurilor buclei ;
- u^r_{ckk} — suma algebrică a tensiunilor la bornele ramurilor C ale buclei ;
- u^r_{Rkk} — suma algebrică a tensiunilor la bornele ramurilor R ale buclei, deoarece potrivit proprietății 2, bucla nu conține coardă C și, potrivit consecinței 1.3, nu conține coardă R.

Din teorema intensităților de curent, aplicată uneia din cele r_c secțiuni normale cu condensator se obține :

$$\frac{dq_{kk}}{dt} + i_{skk} + i^c_{Lkk} + i^c_{Rkk} = 0, \qquad (8)$$

unde :

- q_{kk} este suma algebrică a sarcinilor de pe armăturile condensatoarelor intersectate de secțiune ;
- i_{skk} — suma algebrică a intensităților surselor de curent ale secțiunii ;
- i^c_{Lkk} — suma algebrică a intensităților de curent din coardele L ale secțiunii ;
- i^c_{Rkk} — suma algebrică a intensităților de curent din coardele R ale secțiunii deoarece potrivit proprietății 1 a secțiunii nu-i este incidentă ramura L, iar potrivit consecinței 2.3 nu-i este incidentă ramura R.

Din relațiile (7), respectiv (8), se obține forma canonică dacă u^r_{ckk} și u^r_{Rkk} respectiv i^c_{Lkk} și i^c_{Rkk} se exprimă ca funcții liniare de cele c_L mărimi de stare Φ_{vv} și cele r_c mărimi de stare q_{vv}.

Cele c_L fluxuri $\Phi_{\nu\nu}$, mărimi de stare se exprimă prin relaţii liniare, în funcţie de toţi curenţii laturilor cu bobine, respectiv, ţinînd seamă de (3), prin relaţii liniare, în funcţie de cei c_L curenţi i_L^c ai coardelor L şi de curenţii surselor de curent i_s.

În consecinţă şi curenţii i_L^c, deci termenii i_{Lkk}^c din (8), pot fi exprimaţi ca funcţii liniare de fluxurile $\Phi_{\nu\nu}$ şi de $i_{s\nu}$:

$$i_{Lkk}^c = \sum_{\nu=1}^{C_L} (a_{\nu k}\, \Phi_{\nu\nu} + a'_{\nu k}\, i_{s\nu}), \qquad (9)$$

unde $a_{\nu k}$ şi $a'_{\nu k}$ sînt constante dependente de inductivităţile proprii şi reciproce ale bobinelor.

Analog, cele r_c sarcini $q_{\nu\nu}$, mărimi de stare, se exprimă prin relaţii liniare în funcţie de tensiunile la bornele tuturor condensatoarelor, respectiv, ţinînd seama de (5), prin relaţii liniare în funcţie de cele r_c tensiuni la bornele ramurilor C, u_c^ν şi de t.e.m. ale surselor. Înseamnă că şi tensiunile u_c^r, deci şi termenii u_{ckk} din (7), pot fi exprimate ca funcţii liniare de sarcinile $q_{\nu\nu}$ şi de t.e.m. ale surselor:

$$u_{ckk}^r = \sum_{\nu=1}^{r_L} (b_{\nu k}\, q_{\nu\nu} + b'_{\nu k}\, u_{ek}). \qquad (10)$$

Pe de altă parte, u_c^r din relaţia (4) respectiv i_L^c din relaţia (6) putînd fi exprimaţi ca funcţii liniare de mărimile de stare $q_{\nu\nu}$ şi de $u_{e\nu}$ respectiv de $q_{\nu\nu}$ şi $i_{s\nu}$, din sistemul ecuaţiilor date de (4) şi (6), se obţine $i_{R\nu}^c$, deci şi i_{Rkk}^c, respectiv: u_R^r, deci şi u_{Rkk}^r ca funcţii liniare de mărimile de stare $\Phi_{\nu\nu}$ şi $q_{\nu\nu}$ şi de funcţiile date $u_{e\nu}$ şi $i_{s\nu}$:

$$u_{Rkk}^r = \sum_{\nu=1}^{r_c} d_{\nu k}\, q_{\nu\nu} + \sum_{\nu=1}^{L} d'_{\nu k}\, u_{e\nu} +$$

$$+ \sum_{\nu=1}^{C_L} e_{\nu k}\, \Phi_{\nu\nu} + \sum_{\nu=1}^{L} e'_{\nu k}\, i_{s\nu}. \qquad (11)$$

şi:

$$i_{Rkk}^c = \sum_{\nu=1}^{r_c} g_{\nu k}\, q_{\nu\nu} + \sum_{\nu=1}^{L} g'_{\nu k}\, u_{e\nu} +$$

$$+ \sum_{\nu=1}^{C_L} h_{\nu k}\, \Phi_{\nu\nu} + \sum_{\nu=1}^{L} h'_{\nu k}\, i_{s\nu}. \qquad (12)$$

Introducînd relaţiile (9)...(12) în ecuaţiile (7) şi (8) se obţine forma canonică (1) a ecuaţiilor circuitului electric, exprimată direct în funcţie de mărimile de stare Φ_{kk} şi q_{kk}, ale căror valori iniţiale sînt cunoscute din teoremele condiţiilor iniţiale.

Determinînd mărimile de stare din sistemul obţinut, în funcţie de ele pot fi exprimate curenţii şi tensiunile tuturor laturilor circuitului.

Exprimînd matriceal cele de mai sus se poate ajunge la un algoritm de stabilire a formei canonice a sistemului de ecuaţii.

Bibliografie

[1] *Manea, F.* Ecuaţii de stare şi condiţii iniţiale în studiul circuitelor electrice cu elemente în exces. In: Electrotehnica, Electronica şi Automatica **23**, nr. 7, Bucureşti, 1975.

[2] *Fränkel, D.* Observaţii privind mărimile de stare şi ordinul ecuaţiei caracteristice în circuite electrice. În curs de apariţie în Bul. ştiinţific şi tehnic al Institutului politehnic „Traian Vuia" Timişoara.

[3] *Preda, M.* Asupra aplicării metodei operaţionale la studiul circuitelor cu condiţii iniţiale oarecare. In: Studii şi cercetări de energetică şi electrotehnică, vol. **15**, nr. 13, 1965.

CZ 621.314.5

CONVERTOARE DE C.C.
TRACŢIUNE ELECTRICĂ
TIRISTOARE

Caracteristica de limitare a frecvenţei convertoarelor de c.c.—impuls cu ramura de comutaţie paralelă, utilizate în tracţiunea electrică

GHEORGHE NEMEZNIC* — Braşov

Datorită progreselor realizate în tehnica convertoarelor, ca urmare a apariţiei semiconductoarelor de putere (diode, tiristoare etc.) sistemele de acţionare convertor de c.c. — impuls — motor electric cunosc în prezent o largă răspîndire în multe domenii ale tehnicii şi mai ales în tracţiunea electrică.

Convertorul electric de c.c. — impuls lucrează cu comutaţie forţată şi de aceea se impune introducerea în circuit a unei ramuri de comutaţie menită să asigure blocarea ventilelor semicomandate. Ramura de comutaţie poate fi introdusă în paralel (cu sarcina sau cu tiristorul principal) sau în serie (fig. 1).

Ramura de comutaţie conţine, în general, un condensator, o bobină şi un element de comutaţie T_2 (tiristor).

În lucrare se studiază caracteristica de limitare a frecvenţei de comutare a circuitului

* Ing. *Nemeznic, Gh.* lucrează la I.C.P.A.T. — Braşov.

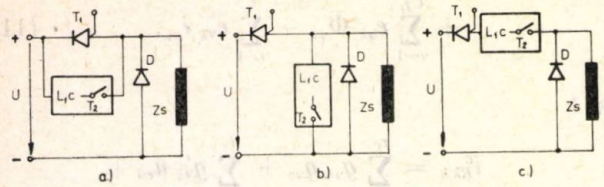


Fig. 1. Legarea ramurii de comutaţie a convertoarelor : *a* — paralel cu ventilul principal ; *b* — paralel cu sarcina ; *c* — în serie ; T_1 = ventilul semicomandat principal ; L_1c = inductivitatea şi capacitatea ramurii de comutaţie ; T_2 = ventilul semicomandat secundar din ramura de comutaţie ; *D* = diodă de recuperare ; *Z* = sarcina convertorului (motor serie, rotorul sau excitaţia motoarelor cu excitaţie separată).

principal (ventilul T_1) în funcţie de timpul relativ de conducţie, la convertoarele cu ramură de comutaţie paralelă cu ventilul principal.

1. Procesele comutaţiei la funcţionarea convertorului cu ramura de comutaţie paralelă

În figura 2 sînt reprezentate cîteva scheme de convertoare cu ramura de comutaţie legată în paralel cu ventilul principal, şi cu ramură de încărcare a condensatorului prin circuit *L*, *C*. Pentru încărcarea condensatorului există şi

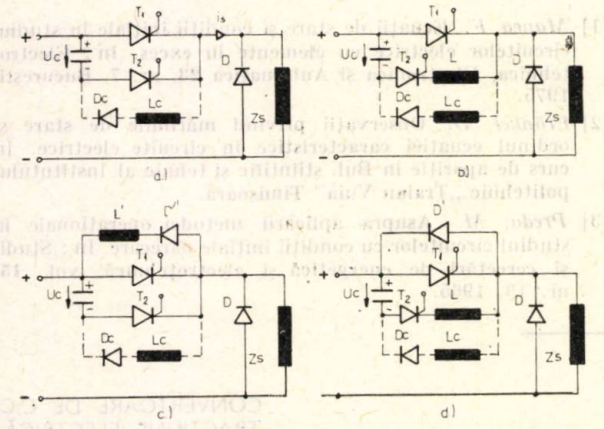


Fig. 2. Structura ramurii de comutaţie paralelă (linie plină) şi a ramurii de încărcare a condensatorului (linie întreruptă) *a*, *b*) ramura de comutaţie paralel şi descărcarea condensatorului prin circuitul de sarcină fără şi cu drosel de comutaţie.

alte procedee descrise în [1, 6, 7] cel mai simplu dar şi cel mai neeconomic fiind prin rezistor.

Comanda convertorului se face prin aplicarea pe electrodul de comandă a tiristoarelor T_1 şi T_2, a două şiruri de impulsuri (fig. 3 b) de frecvenţă $f = \frac{1}{T}$, defazate între ele cu timpul $t1$, frecvenţa f şi timpul t_1 putînd fi modificate în mod arbitrar.

La analiza procesului de comutaţie se fac următoarele ipoteze :

— se neglijează căderea de tensiune pe ventilele aflate în stare de conducţie ;

— se consideră că rezistenţa ventilelor blocate este infinită ;

— se consideră că sursa de c.c. are putere foarte mare şi nu are impedanţă ;

— ventilele comută brusc dintr-o stare în alta ;

— $E = ct$ în perioada de comutaţie ;

— se consideră numai regimul de funcţionare cu curent neîntrerupt, el fiind specific convertoarelor utilizate în tracţiune ;

— caracteristica de limitare a frecvenţei se va stabili numai din condiţia funcţionării sigure a convertorului.

Procesul de comutaţie la convertoarele cu ramură de comutaţie paralelă se descompune în următoarele intervale : intervalul t_1, cuprins între aplicarea impulsului de comandă pe electrodul tiristorului T_1 şi aplicarea impulsului de comandă pe electrodul tiristorului T_2, intervalul t_2, cuprins între momentul aplicării impulsului pe electrodul de comandă a tiristorului T_2 şi momentul intrării în conducţie a diodei de recuperare *D* (deci momentul în care $U_c = U$) şi intervalul t_3, cuprins între momentul intrării în conducţie a diodei de recuperare *D* şi momentul aplicării unui nou impuls pe electrodul de comandă a tiristorului principal. Variaţia curentului, a tensiunii prin sarcină şi a tensiunii pe condensator în aceste intervale este redată în figura 3.

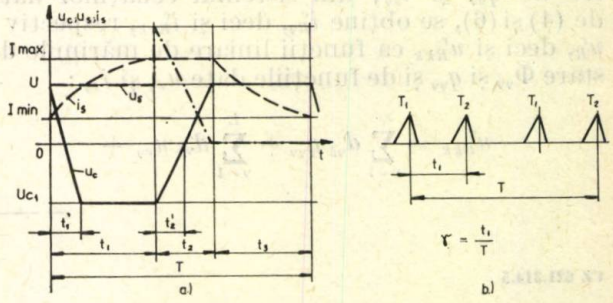


Fig. 3. *a* — Variaţia curentului şi tensiunii pe sarcină şi a tensiunii pe condensatorul din ramura de comutaţie paralelă cu T_1 ; *b* — forma impulsurilor de comandă.

Aşa cum reiese din figura 3, pentru buna funcţionare a convertorului este necesar şi suficient să se asigure inversarea tensiunii condensatorului, atît la încărcare în intervalul t_1 cît şi la descărcare în intervalul t_2.

2. Determinarea timpului de inversare t_1' a tensiunii condesatorului în perioada de încărcare (în intervalul t_1).

Se consideră condensatorul încărcat cu tensiunea U_c cu polaritatea din figura 3, egală cu tensiunea de pe condensator la sfîrşitul intervalului t_3. Ţinînd seama de ipotezele simplificatoare, enunţate (rezistenţa ventilelor în stare blocată este infinită), $U_c = U$.

În intervalul t_1' ecuația curentului i_c este:

$$i_c \cdot r_c + L_c \frac{di_c}{dt} + \frac{1}{C}\int i_c \cdot dt = 0;$$
$$i_c(0) = 0,$$
$$U_c(0) = U. \qquad (1)$$

Soluția ecuației (1) este:

$$i_c = \frac{U}{\omega_c L_c} \cdot e^{-\alpha_c t} \cdot \sin\omega_c t. \qquad (2)$$

Datorită existenței diodei D_c curentul i_c încetează după o semiperioadă, deci:

$$t_1 = \frac{T_c}{2} = \frac{\pi}{\omega_c},$$

unde:

$$\omega_c = \sqrt{\frac{1}{L_c \cdot C} - \alpha_c^2}\ ;\ \alpha_c = r_e/2\,Lc, \qquad (3)$$

unde:
r_e este rezistența echivalentă a circuitului de comutație.
Tensiunea condensatorului în intervalul t_1' va fi:

$$u_c = \frac{U}{\omega_c} e^{-\alpha_c \cdot t}(\alpha_c \sin\omega_c t + \cos\omega_c t). \qquad (4)$$

La sfîrșitul intervalului tensiunea va fi:

$$\left(t = \frac{\pi}{\omega_c}\right);$$
$$U_{c1} = -U e^{-\frac{\pi}{Q}},$$

unde $Q = \dfrac{\omega_c \cdot L_c}{r_e}$ (factor de calitate).

Rezistența ventilelor în sens invers fiind considerată infinită, această tensiune se va păstra constantă pînă la sfîrșitul intervalului t_1.

3. Determinarea timpului de inversare t_2' a tensiunii condensatorului în perioada de descărcare

Pentru schemele din figura 2*a*, 2*b* expresia lui i, în intervalul t_2 este:

$$(L + L_s)\frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C}\int i \cdot dt = U - E, \qquad (5)$$

cu condițiile inițiale:

$$i_{(0)} = I0;\ U_{c(0)} = U_{c2} = U_{c1}.$$

Soluția ecuației (5) este:

$$i = \frac{U - E - U_{c1}}{L + L_s} \cdot e^{-\delta t} \cdot \mathrm{sh}\beta t + \frac{I0}{\beta} e^{-\delta t}(-\delta \mathrm{sh}\beta t + \beta \mathrm{ch}\beta t), \qquad (6)$$

în care:

$$\delta = R/(L + L_s);\ \beta = \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2};$$
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C(L + L_s)}}.$$

Avînd expresia curentului, se poate determina tensiunea pe condensator:

$$u_c = \frac{1}{C}\int i dt = U_{c1} - \frac{I_{\max}}{\omega_0 \cdot c \cdot \mathrm{sh}\,\varphi i} e^{-\delta t}\mathrm{sh}(\beta t + \varphi i + \varphi u) - \mathrm{sh}(\varphi i + \varphi u), \qquad (7)$$

în care:

$$\mathrm{th}\,\varphi u = \frac{\beta}{\delta};\ \mathrm{th}\,\varphi i = \frac{2\beta \cdot L \cdot I_0}{2(U - E - U_{ci})}.$$

Din ecuația (7) pentru $t = t_2$ și punînd condiția $U_c = U$ se obține ecuația:

$$U_{c1} = \frac{I_0}{\omega_0 c \cdot \mathrm{sh} \cdot \varphi i} e^{-\delta t_2}\mathrm{sh}(\beta t_2 + \varphi i + \varphi u) - \mathrm{sh}(\varphi i + \varphi u) = U, \qquad (8)$$

care permite determinarea duratei intervalului t_2.
Determinarea timpului t_2 din (8) este dificilă, dar dacă inductivitatea ramurii de comutație este nulă (fig. 2*a*) și dacă este satisfăcută condiția $\delta t_2 < 0{,}01$ [3], atunci, în intervalul t_2, se poate considera că valoarea curentului din ramura de comutație este constantă și egală cu I_0. În acest caz tensiunea condensatorului este:

$$U_c = \frac{1}{C}\int i_c dt + A = \frac{I_0 \cdot t}{C} - U \cdot e^{\frac{\pi}{Q}}, \qquad (9)$$

la $t = 0$; $u_c = U_{c1} = U \cdot e^{-\frac{\pi}{Q}}$.

Din (9), punînd $t = t_2$ și $u_c = U$ rezultă:

$$t_2 = \frac{C \cdot U(1 + e^{-\frac{\pi}{Q}})}{I_0} \approx \frac{2 \cdot C \cdot U}{I_0}.$$

Egalitatea este valabilă deoarece $Q > 1\,000$. (10)

4. Caracteristica de limitare a frecvenței convertorului cu ramura de comutație paralelă

Din figura 3 se vede că pentru a se asigura timpul necesar inversării tensiunii pe condensator, în intervalele t_1 și t_2, intervalul minim dintre două impulsuri aplicate tiristorului principal este :

$$T_{max} = t_1' + t_2',$$

în care :

$$t_1' = \frac{\pi}{\omega_c}; \quad t_2' = \frac{2 \cdot C \cdot U}{I_0}.$$

Deci, frecvența maximă a convertorului este :

$$f_{max} = \frac{1}{\frac{\pi}{\omega_c} + \frac{2 \cdot U \cdot C}{I_0}}, \qquad (11)$$

dar ea poate fi obținută numai la o singură valoare a lui γ și anume :

$$\gamma_u = \frac{t_1'}{t_1' + t_2} = \frac{\frac{\pi}{\omega_c}}{\frac{\pi}{\omega_c} + \frac{2 \cdot C \cdot U}{I_0}}. \qquad (12)$$

Pentru orice valoare a lui $T > T_{min}$, convertorul poate lucra într-un anumit domeniu de reglaj cuprins între :

$$\gamma_{min} = \frac{t_1'}{T} = \frac{\pi}{\omega_c} \cdot f$$

și :

$$\gamma_{max} = \frac{T - t_2'}{T} = 1 - f \cdot \frac{2 \cdot C \cdot U}{I_0}. \qquad (13)$$

În figura 4 este trasată caracteristica de limitare a frecvenței pentru schemele din figurile 2a, 2b.

Din (12), (13) și figura 4 se observă că frecvența maximă și γ sînt foarte mult influențate de valoarea curentului de sarcină, corespunzătoare momentului trecerii în conducție a tiristorului auxiliar. Existența timpului t_2 duce la apariția unei componente nereglabile în tensiunea de ieșire a convertorului.

Pentru înlăturarea acestor dezavantaje se pot folosi schemele cu circuit de accelerare din figurile 2c, 2d, la care timpul de descărcare a condensatorului depinde, în mai mică măsură, de valoarea I_0 a curentului de sarcină.

Schema din figura 2c are dezavantajul că viteza de creștere a curentului prin tiristorul din ramura de comutație este foarte mare. Această creștere poate fi limitată prin utilizarea unei scheme ca cea din figura 2d.

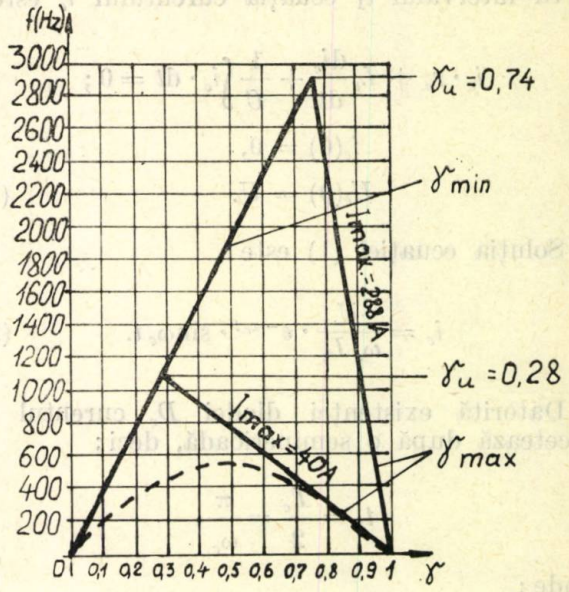


Fig. 4. Caracteristica de limitare a frecvenței unui convertor cu ramura de comutație paralel cu I_{max} ca parametru (fig. 2a). $U = 96$ V ; $c = 134$ μF ; $Lc = 38{,}5$ μH ; $Q = 1\,000$; $Is = 40 \div 288$ A.

La ambele scheme, datorită existenței diodei D' se reduce timpul t_2' și, deci, timpul t_2 (care rămîne totuși dependent de I_0, dar în mai mică măsură). De remarcat că, ambele scheme necesită elemente de circuit în plus.

Cu toate cele arătate mai sus în majoritatea schemelor autovehiculelor acționate electric se utilizează convertoare cu ramura de comutație paralelă, fără circuit de accelerare.

Acesta se explică prin faptul că :

— existența tensiunii nereglabile în tensiunea de ieșire la aceste acționări nu este importantă, ea fiind compensată în permanență de către conducătorul auto ;

— frecvența de comutare la aceste convertoare este, în general, sub 500 Hz, din motive de limitare a pierderilor de comutație ;

— la aceste acționări se utilizează sisteme de comandă în două puncte (cu $\Delta i = \text{const}$) care realizează o dependență $f = f(\gamma)$ similară celei indicate cu linie întreruptă în figura 4, care asigură o gamă largă de variație a tensiunii reglate.

Concluzii

Convertoarele de c.c. — impuls cu ramura de comutație paralel prezintă o caracteristică de limitare a frecvenței dependentă de curentul de sarcină. Aceasta prezintă un dezavantaj deoarece limitează posibilitatea realizării unei game largi de reglare a tensiunii la frecvențe ridicate.

Acest dezavantaj se poate înlătura prin utilizarea unor scheme de comandă corespunzătoare.

Bibliografie

[1] *Gutzwiller, F.W.* Silecon controlled rectifier manual. Syracuse, N.Y. CEC. 1976.

[2] *Hoffman, A.* şi *Stocker, K.* Thyristor — Handbuch. Der Thyristor als Bauelement der Leistungselektronik. Berlin, Siemens. Aktiengesellschaft, 1966.

[3] *Mallac, I.* Comutaţia forţată cu condensator la convertoarele de c.c. — impuls cu tiristoare. Teza de doctorat, I.P. Timişoara, 1969.

[4] *Neuman, K.* und *Stumpe, C.* Thyristoren. Eigenschaften und Anwendungen. Stuttgart, 1969.

[5] *Glazenko, T. A.* Poluprovodnikovie preobrazovateli v elektroprivodah postoianovo toka. Energia. Leningragskoe otdelenie 1973.

[6] *Domann, H.* şi *Renner, S.* Erfahrungen mit elektrischen Kraftahrzenge, ETZA, Bd. 94 H. 11, 1973.

CZ 512.831

SISTEME LINIARE
CONTROLABILITATE

Criterii pentru controlabilitatea şi observabilitatea sistemelor liniare invariante în timp*

SERGIU T. CHIRIACESCU — Braşov, DUMITRU MANGERON** — Iaşi

Introducere

Se consideră un sistem liniar invariant în timp, descris de ecuaţiile de stare :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A \cdot x(t) + B \cdot u(t), \\ y(t) &= C \cdot x(t) + D \cdot u(t), \end{aligned} \tag{1}$$

unde :

t este timpul, $x = [x_1, x_2, \ldots, x_n]^T$ un vector aparţinînd spaţiului X al stărilor, iar A, B, C, D sînt matrice reale de dimensiuni $(n \times n)$, $(n \times m)$, $(l \times n)$ şi, respectiv, $(l \times m)$. După cum este cunoscut [3, 4 etc.], unul din criteriile de controlabilitate completă în spaţiul stărilor cere ca liniile matricei :

$$\Phi = e^{At} \cdot B, \tag{2}$$

să fie liniar independente, observabilitatea completă fiind condiţionată de independenţa liniară a coloanelor matricei :

$$\overline{\Phi} = C \cdot e^{At}. \tag{3}$$

În cele ce urmează se prezintă alte criterii de controlabilitate şi de observabilitate derivate din cele de mai sus.

1. Criterii de controlabilitate

Teorema 1. Fie $|I\lambda - A| \; \Delta(\lambda) = \prod_{r=1}^{q} (\lambda - \lambda_r)^{m_r}$ polinomul caracteristic al matricei A, de rang n, şi $\varphi_i(\lambda)$; $(i = 1, 2, \ldots, n)$ liniile matricei adj $[I\lambda - A] \cdot B$. Sistemul (1) este complet controlabil dacă :

$$\operatorname{rang} \begin{bmatrix} \psi_{11}(\lambda_1) & \psi_{21}(\lambda_1) & \ldots & \psi_{n1}(\lambda_1) \\ \psi_{11}^{(1)}(\lambda_1) & \psi_{21}^{(1)}(\lambda_1) & \ldots & \psi_{n1}(\lambda_1) \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ \psi_{11}^{(m_1-1)}(\lambda_1) & \psi_{21}^{(m_1-1)}(\lambda_1) & \ldots & \psi_{n1}^{(m_1-1)}(\lambda_1) \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ \psi_{q1}(\lambda_q) & \psi_{2q}(\lambda_q) & \ldots & \psi_{nq}(\lambda_q) \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ \psi_{1q}^{(m_q-1)}(\lambda_q) & \psi_{2q}^{(m_q-1)}(\lambda_q) & \ldots & \psi_{nq}^{(m_q-1)}(\lambda_q) \end{bmatrix} = n \tag{4}$$

unde :

$$\psi_{ir}(\lambda_r) = \left[\frac{(\lambda - \lambda_r)^{m_r} \cdot \varphi_i(\lambda)}{\Delta(\lambda)} \right]_{\lambda = \lambda_r}$$

$$(i = 1, 2, \ldots, n; \; r = 1, 2, \ldots, q), \tag{5}$$

iar : $\psi_{ir}^{(k)}(\lambda_r)$ reprezintă valoarea derivatei de ordinul $k (k = 1, 2, \ldots, m_q - 1)$, în raport cu λ, a lui ψ_{ir}, calculată pentru $\lambda = \lambda_r$.

Demonstraţie. Folosind formula lui Cauchy [1, 2] se poate scrie :

$$e^{At} = \frac{1}{2\pi j} \oint_{\Gamma} e^{\lambda t} [I\lambda - A]^{-1} \, d\lambda, \tag{6}$$

unde $j = \sqrt{-1}$, iar Γ este un contur simplu închis, orientat pozitiv, conţinînd toate valorile caracteristice ale maticei A.

Folosind formula (6) matricea (2) capătă forma :

$$\Phi = e^{At} \cdot B = [\Phi_1 \Phi_2 \ldots \Phi_n]^T = \frac{1}{2\pi j} \oint_{\Gamma} e^{\lambda t} \frac{(\varphi_1 \varphi_2 \cdots \varphi_n]^T}{\Delta(\lambda)} \, d\lambda. \tag{7}$$

* Lucrarea prezentată la Sesiunea de comunicări ştiinţifice organizată de Comitetul român de istorie şi filozofia ştiinţei al Academiei R.S. România, Braşov, 14 — 15 noiembrie 1975.

** Dr. ing. *Chiriacescu, S.T.* este conferenţiar la Universitatea — Braşov, dr. doc. ing. *Mangeron, D.* este profesor la Inst. politehnic — Iaşi.

Ţinînd seama de forma lui $\Delta(\lambda)$ şi de notaţiile (5), din (7) rezultă :

$$\Phi_i = \sum_{r=1}^{q} \frac{1}{(m_r - 1)!} \cdot \frac{d^{m_r-1}}{d\lambda^{m_r-1}} [e^{\lambda t} \psi_{ir}(\lambda)]_{\lambda=\lambda_r},$$

$$(i = 1,2,\ldots, n). \qquad (8)$$

După cum s-a menţionat, sistemul (1) este complet controlabil dacă liniile matricei (2) sînt liniar independente, adică, dacă :

$$\sum_{i=1}^{n} \alpha_i \Phi_i = 0, \qquad (9)$$

numai atunci cînd toţi $\alpha_i \in R$ sînt nuli. Combinînd relaţiile (8) şi (9) şi ţinînd seama că valorile proprii $\lambda_r (r = 1,2,\ldots, q)$ sînt distincte se dovedeşte uşor că relaţiile :

$$\sum_{i=1}^{n} \alpha_i \sum_{k=1}^{m_r-1} C_{m_r-1}^{k} t^{m_r-k-1} \psi_{ir}^{(k)}(\lambda_r) = 0 ;$$

$$(r = 1,2,\ldots, q), \qquad (10)$$

sînt satisfăcute numai dacă $\alpha_i = 0$ $(i = 1, 2,\ldots, \ldots, n)$, ceea ce demonstrează teorema 1.

Pentru unele cazuri particulare, frecvent întîlnite în aplicaţii criteriul (4) capătă forme simple. În cele de mai jos se prezintă, fără demonstraţii, cîteva dintre acestea.

1. Cînd matricea de evoluţie, de rang n, are numai valori proprii simple, controlabilitatea sistemului (1) este condiţionată de satisfacerea relaţiei :

$$\operatorname{rang} \begin{bmatrix} \varphi_1(\lambda_1) & \varphi_2(\lambda_1) & \ldots & \varphi_n(\lambda_1) \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ \varphi_1(\lambda_n) & \varphi_2(\lambda_n) & \ldots & \varphi_n(\lambda_n) \end{bmatrix} = n. \qquad (11)$$

2. În cazul în care polinomul caracteristic are forma :

$$\Delta(\lambda) = \prod_{i=1}^{n} (\lambda - \lambda_i) \quad (i = 1,2,\ldots, n),$$

iar matricea A este superior sau inferior triunghiulară, controlabilitatea este asigurată la îndeplinirea relaţiilor :

$$\varphi_i(\lambda_i) \neq 0 ; \quad (i = 1,2,\ldots, n). \qquad (12)$$

3. Dacă matricea A, cu valori proprii simple, are forma Jordan $A = \operatorname{diag}[\lambda_i] (i = 1, 2,\ldots, n)$ sistemul (1) este complet controlabil cînd :

$$B_i \neq 0 ; \quad (i = 1, 2,\ldots, n), \qquad (13)$$

unde B_i sînt liniile matricei de comandă B.

4. Atunci cînd $\Delta(\lambda) = \lambda^n + a_{n-1}\lambda^{n-1} + \ldots + a_1\lambda + a_0 = \prod_{i=1}^{n} (\lambda - \lambda_i)$, controlabilitatea sistemului (1) cere ca :

$$[\lambda_i^{n-1}\ \lambda_i^{n-2} \ldots \lambda_1 1] \cdot A \cdot B \neq 0, ; \quad (i = 1,2, \ldots, n), \qquad (14)$$

unde :

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \ldots & 0 \\ a_{n-1} & 1 & 0 & \ldots & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ a_2 & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ a_1 & a_2 & \ldots & a_n^{-1} & 1 \end{bmatrix}.$$

5. Dacă matricea A, de rang n, are numai valoarea proprie λ_0, sistemul (1) este complet controlabil atunci cînd :

$$\operatorname{rang} \begin{bmatrix} \varphi_1(\lambda_0) & \varphi_2(\lambda_0) & \ldots & \varphi_n(\lambda_0) \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ \varphi_1^{(n-1)}(\lambda_0) & \varphi_2^{(n-1)}(\lambda_0) & \ldots & \varphi_n^{(n-1)}(\lambda_0) \end{bmatrix} = n. \qquad (15)$$

2. Criterii de observabilitate

Procedînd similar ca în cazul teoremei 1 se poate demonstra :

Teorema 2. Fie $|I\lambda - A| = \Delta(\lambda) = \prod_{r=1}^{q} (\lambda - \lambda_r)^{m_r}$ polinomul caracteristic al unei matrice A, de rang n, şi $\overline{\varphi}_i(\lambda)$ $(i = 1, 2,\ldots, n)$ coloanele matricei C, adj $[I\lambda - A]$. Sistemul (1) este complet observabil dacă :

$$\operatorname{rang} \begin{bmatrix} \overline{\psi}_{11}(\lambda_1) & \overline{\psi}_{21}(\lambda_1) & \ldots & \overline{\psi}_{n1}(\lambda_1) \\ \overline{\psi}_{11}^{(1)}(\lambda_1) & \overline{\psi}_{21}^{(1)}(\lambda_1) & \ldots & \overline{\psi}_{n1}^{(1)}(\lambda_1) \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ \overline{\psi}_{11}^{(m_1-1)}(\lambda_1) & \overline{\psi}_{21}^{(m_1-1)}(\lambda_1) & \ldots & \overline{\psi}_{n1}^{(m_1-1)}(\lambda_1) \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ \overline{\psi}_{1q}(\lambda_q) & \overline{\psi}_{2q}(\lambda_q) & \ldots & \overline{\psi}_{nq}(\lambda_q) \\ \overline{\psi}_{1q}^{(m_q-1)}(\lambda) & \overline{\psi}_{2q}^{(m_q-1)}(\lambda_b) & \ldots & \overline{\psi}_{nq}^{(m_q-1)}(\lambda_b) \end{bmatrix} = n, \qquad (16)$$

unde :

$$\overline{\psi}_{ir}(\lambda_r) = \left[\frac{(\lambda - \lambda_r)^{m_r} \cdot \overline{\varphi}_i(\lambda)}{\Delta(\lambda)} \right]_{\lambda=\lambda_r} ;$$

$$(i = 1, 2,\ldots, n ; \ r = 1, 2,\ldots, q , \qquad (17)$$

iar : $\overline{\psi}_{ir}^{(k)}$ $(r = 1, 2, \ldots, q)$ reprezintă valoarea derivatei de ordinul $k (k = 1, 2, \ldots, m_q - 1)$, în raport cu λ, a lui $\overline{\psi}_{ir}$, calculată pentru $\lambda = \lambda_r$.

Şi de această dată, dacă matricea de evoluţie are diverse forme particulare, criteriul (16) capătă aspecte simple. Pentru exemplificare, se prezintă, mai jos fără demonstraţie, cîteva dintre acestea.

1. Atunci cînd matricea A, de rang n, are numai valori proprii simple criteriul (16) devine :

$$\operatorname{rang} \begin{bmatrix} \overline{\varphi}_1(\lambda_1) & \overline{\varphi}_2(\lambda_1) & \ldots & \overline{\varphi}_n(\lambda_1) \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ \overline{\varphi}_1(\lambda_n) & \overline{\varphi}_2(\lambda_n) & \ldots & \overline{\varphi}_n(\lambda_n) \end{bmatrix} = n. \qquad (18)$$

2. Dacă $\Delta(\lambda) = \prod_{i=1}^{n} (\lambda - \lambda_i)$, iar matricea de evoluţie are o formă superioară sau inferioară triunghiulară observabilitatea sistemului (1) este condiţionată de satisfacerea relaţiilor :

$$\overline{\varphi}_i(\lambda_i) \neq 0 ; \quad (i = 1, 2, \ldots, n). \qquad (19)$$

3. În cazul în care matricea de evoluţie are forma Jordan $A = \operatorname{diag}[\lambda_i]$ $(i = 1, 2, \ldots, n)$ sistemul (1) este complet observabil dacă :

$$C_i \neq 0 ; \qquad (i = 1, 2, \ldots, n), \qquad (20)$$

unde C_i sînt coloanele matricei C.

4. Pentru $\Delta(\lambda) = \lambda^n + a_{n-1}\lambda^{n-1} + \ldots + a_1\lambda + a_0 = \prod_{i=1}^{n} (\lambda - \lambda_i)$, observabilitatea completă cere satisfacerea relaţiilor :

$$C_1 + \lambda_i C_2 + \ldots + \lambda_i^{n-1} C_n \neq 0 ; \quad (i = 1, 2, \ldots, n). \qquad (21)$$

5. Matricea de evoluţie, de rang n, avînd numai valoarea proprie λ_0, sistemul (1) este complet observabil dacă :

$$\operatorname{rang} \begin{bmatrix} \overline{\varphi}_1(\lambda_0) & \overline{\varphi}_2(\lambda_0) & \ldots & \overline{\varphi}_n(\lambda_0) \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ \varphi_1^{(n-1)}(\lambda_0) & \varphi_2^{(n-1)}(\lambda_0) & \ldots & \varphi_n^{(n-1)}(\lambda_0) \end{bmatrix} = n. \qquad (22)$$

Bibliografie

[1] *Chiriacescu, S.T., Huiu, C., Mangeron, D.* Concepte ale teoriei sistemelor în studiul sistemelor mecanice liniare. In : St. Cerc. Mec. Apl., Tom **36**, Nr. 3, 1977, p. 335–350.

[2] *Gantmaher, F.R.* Teoriia matriţ. Moskva, Izd. Nauka, 1966.

[3] *Fazlollah, R.* Spaţii liniare. Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1973.

[4] *Fossard, A., Gueguen, C.* Commande des systémes multidimensionels, Paris, Dunod, 1972.

[5] *Zadeh, L., Polak, E.* Teoria sistemelor. Bucureşti, Ed. tehnică, 1973.

CZ 621.3.013 : 518.12 : 512.831

CÎMP ELECTROMAGNETIC
ECUAŢII CU DIFERENŢE FINITE
METODE ITERATIVE

O metodă directă pentru rezolvarea ecuaţiilor cu diferenţe finite ale cîmpului electromagnetic

MIHAI CISTELECAN, PARASCHIVA ONICA* — Bucureşti

Introducere

Mărirea vitezei de calcul, precum şi a capacităţii de memorare datorită introducerii pe scară tot mai largă a calculatoarelor electronice, odată cu perfecţionarea metodelor numerice de calcul, permit rezolvarea tot mai completă a problemelor inginereşti.

Astfel, rezolvarea ecuaţiilor cu derivate parţiale prin metoda diferenţelor finite [1], care înlocuieşte inversarea directă a unui operator diferenţial cu soluţionarea unui sistem de ecuaţii liniare, permite determinarea cîmpului electromagnetic staţionar sau qvasistaţionar pe domenii şi în condiţii de frontieră suficient de generale.

Trecerea de la ecuaţia cu derivate parţiale (problema iniţială) la sistemul de ecuaţii cu diferenţe finite (problema asociată) implică în soluţie o eroare numită eroare de discretizare (fig. 1).

Aceasta poate fi suficient de mică, în general, prin alegerea unei reţele de lucru corespunzătoare. Dacă sistemul de ecuaţii cu diferenţe finite se rezolvă pe cale iterativă, apare în plus eroarea de convergenţă, deoarece calculul, din motive de economicitate, trebuie întrerupt în funcţie de un criteriu ce caracterizează apropierea de soluţie.

Pentru mărirea vitezei de convergenţă spre soluţie, în cazul metodelor iterative au fost puse la punct o serie de tehnici de calcul, bazate atît pe principii matematice (factori de suprarelaxare, relaxări în bloc [1]), cît şi pe principii fizice, în cazul problemelor de cîmp electromagnetic (accelerare aditivă sau multiplicativă a convergenţei [2], [3]).

* Ing. *Cistelecan, M.* şi Mat. *Onica, P.* sînt cercetători ştiinţifici la ICPE – Bucureşti.

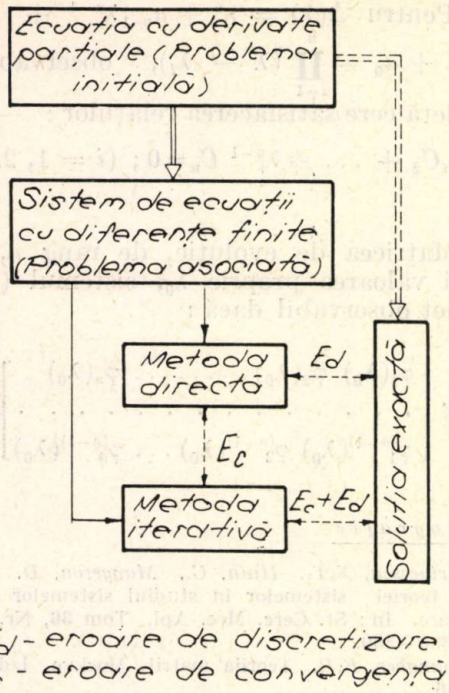


Fig. 1. Schema de rezolvare a unei probleme de cîmp.

Viteza de convergență în cadrul metodelor iterative de rezolvare a sistemelor liniare depinde direct de organizarea matricei sistemului, de caracterul dominant al diagonalei acesteia [1]. O influență importantă asupra acestei viteze o are tipul de condiții pe frontierele domeniului la care este constrînsă funcția necunoscută din problema inițială. Condițiile pe frontieră de tip Dirichlet asigură caracterul dominant al diagonalei matricei sistemului din problema asociată, iar fixarea valorilor funcției în nodurile de pe frontieră conduce la o convergență bună. În cazul condițiilor de tip Neumann însă, valorile funcției în nodurile de pe frontieră nu mai sînt constante, ele se reiterează la fel ca în toate nodurile rețelei de lucru. Discretizarea ecuației cu derivate partiale în nodurile de pe frontieră se face prin „reflectarea" funcției necunoscute în raport cu frontiera [3] și astfel condițiile de tip Neumann afectează caracterul dominant al matricei sistemului problemei asociate, afectînd implicit convergența spre soluție.

Problemele de cîmp qvasistaționar, care conduc după cum este cunoscut la funcții necunoscute de tip complex, prezintă suplimentar, în cazul rezolvării iterative, dificultăți legate de găsirea unui factor de suprarelaxare complex optim.

În lucrare se prezintă o metodă directă de rezolvare a sistemului de ecuații cu diferențe finite, aplicabilă la o clasă largă de probleme de cîmp, evitîndu-se astfel dificultățile legate de obținerea convergenței spre soluție. Se prezintă, de asemenea, un exemplu de aplicare practică a metodei într-o problemă concretă și se fac aprecieri cu privire la eficiența utilizării acesteia din punct de vedere al timpului de calcul și a capacității de memorare necesară.

1. Rezolvarea directă a unui sistem bloc-tridiagonal

Discretizarea pe baza diferențelor finite a unui operator diferențial de gradul II de tip eliptic, pe un domeniu dreptunghiular acoperit cu o rețea de $m \times n$ puncte conduce [1, 4] la un sistem liniar de ecuații de forma :

$$A \cdot X = C, \tag{1}$$

unde matricea A a sistemului, de dimensiuni $mn \times mn$ are un caracter bloc-tridiagonal, admițînd o reprezentare de forma :

$$A = \begin{vmatrix} D_1 & F_1 & 0 & \cdots & 0 \\ E_2 & D_2 & F_2 & \cdots & \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \\ & & E_{m-1} & D_{m-1} & F_{m-1} \\ 0 & \cdots & 0 & E_m & D_m \end{vmatrix}, \tag{2}$$

iar matricile D, E, F au dimensiunea $n \times n$. De regulă, matricele D sînt tridiagonale, iar matricele E, F sînt diagonale.

Matricele X, C, scrise de asemenea partiționat, sînt de forma :

$$X = \begin{vmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_m \end{vmatrix}, \quad C = \begin{vmatrix} C_1 \\ C_2 \\ \vdots \\ C_m \end{vmatrix}, \tag{3}$$

prima reprezentînd valorile funcției de cîmp necunoscute (potențial magnetic vector sau scalar, densitate de curent etc.) în nodurile rețelei (X_K valorile funcției pe linia K a rețelei de lucru), iar a doua cuprinzînd condițiile pe frontieră.

Rezolvarea sistemului (1) pe o cale directă se bazează pe structura specială a matricei lui (2), care admite, în general, o factorizare bloc-bidiagonală de forma :

$$A = B' \cdot B'' = \begin{vmatrix} B_{11} & 0 & \cdots & 0 \\ B_{21} & B_{22} & \ddots & \\ 0 & B_{32} & B_{33} & \\ \vdots & \ddots & \ddots & \\ 0 & \cdots & B_{mm-1} & B_{mm} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} B_{11} & B_{12} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & B_{22} & B_{23} & \ddots & \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \\ & & & \ddots & B_{mm-1} \\ 0 & \cdots & & & B_{mm} \end{vmatrix}, \tag{4}$$

matricele B', B'' fiind exprimate partiţionat avînd elementele $B_{i,k}$ de mărime $n \times n$.

Existenţa factorizării (4) este demonstrată în ipoteza că matricea A îndeplineşte condiţia de a avea diagonala bloc-dominantă [6], condiţie care se regăseşte la toate sistemele de ecuaţii ce provin din operatori diferenţiali eliptici. Se demonstrează, de asemenea, că matricele $B_{i,i}$ sînt nesingulare, calculul desfăşurîndu-se după o schemă stabilă.

Sistemul de ecuaţii (1) se poate acum rezolva în două etape, prin rezolvarea a două sisteme bloc-bidiagonale :

$$B' \cdot Y = C, \tag{5.1}$$

$$B'' \cdot X = Y. \tag{5.2}$$

Pentru (5.1) există o soluţie recursivă directă,

$$Y_1 = B_{11}^{-1} \cdot C_1,$$

$$Y_k = B_{kk}^{-1}(C_k - B_{k,k-1} \cdot Y_{k-1}), \quad k = 2, \ldots, m, \tag{6}$$

iar pentru (5.2) o soluţie recursivă inversă :

$$X_m = B_{mm}^{-1} \cdot Y_m,$$

$$X_k = B_{kk}^{-1}(Y_k - B_{k,k+1} \cdot X_{k+1}), k = m-1, \ldots, 1 \tag{7}$$

Dacă se notează :

$$H_k = B_{kk}^{-1} \cdot B_{k,k+1}, \quad k = 1,2,\ldots, m-1,$$

$$S_k = B_{kk}^{-1} \cdot Y_k, \quad k = 1, 2, \ldots, m, \tag{8}$$

H_k fiind matrice pătrate $n \times n$, iar S_k matrice coloane $n \times 1$, soluţia sistemului scrisă partiţionat este :

$$X_m = S_m; \; X_k = S_k - H_k \cdot X_{k+1},$$
$$k = m-1, \ldots, 2, 1. \tag{9}$$

Ţinînd seama de relaţiile matriceale ce rezultă din factorizarea matricei A a sistemului şi anume :

$$D_1 = B_{11}^2,$$

$$D_k = B_{kk}^2 + B_{k,k-1} \cdot B_{k-1,k}, \quad k = 2,3,\ldots,m,$$

$$F_k = B_{kk} \cdot B_{k,k+1}, \quad k = 1,2,\ldots, m-1, \tag{10}$$

$$E_k = B_{k,k-1} \cdot B_{k-1,k-1}, \; k = 2,3,\ldots, m,$$

se demonstrează prin inducţie că matricele H_k, S_k(8) sînt exprimabile recursiv numai prin elementele iniţiale D_k, E_k, F_k :

$$H_1 = D_1^{-1} F_1; \quad H_k = (D_k - E_k H_{k-1})^{-1} \cdot F_k,$$
$$k = 2, 3, \ldots, m-1,$$

$$S_1 = D_1^{-1} C_1; \; S_k = (D_k - E_k H_{k-1})^{-1}(C_k - E_k S_{k-1}),$$
$$k = 2, 3, \ldots, m. \tag{11}$$

Rezultă că în această formă soluţionarea sistemului (1) revine la construcţia celor două şiruri de matrice H_k, S_k (11), adică, se înlocuieşte inversarea unei matrice $mn \times mn$ (matricea A) cu inversarea a m matrice $n \times n$ $(D_k - E_k H_{k-1})$.

Desigur că, deoarece dificultăţile legate de inversarea unei matrice $n \times n$ în calculator cresc proporţional cu n^2, rezultă că metoda este cu atît mai acceptabilă, la acelaşi număr $N = mn$ de puncte, cu cît raportul dintre n şi m este mai mic.

Se menţionează, de asemenea, că programul de calcul pe calculator, bazat pe algoritmul (9) + (11), prezintă o complexitate mai mare decît în cazul rezolvării iterative, fiind în acelaşi timp necesară o capacitate de memorare mai mare. Aceste dezavantaje sînt compensate însă de eliminarea dificultăţilor legate de obţinerea convergenţei şi de reducerea timpului de calcul în cazul sistemelor slab condiţionate.

2. Exemplu de aplicare şi rezultate

Se consideră problema refulării bidimensionale a curentului într-o bară de material conductor nemagnetic situată într-o crestătură dreptunghiulară semiînchisă a unei maşini electrice [5]. Ecuaţia densităţii de curent este în acest caz.

$$\frac{\partial^2 J(x,y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 J(x,\, y)}{\partial y^2} = j\alpha^2 J(x,\, y), \tag{12}$$

$J(x,\, y)$ fiind o funcţie complexă de variabile reale (problemă de cîmp qvasistaţionar),

$$J(x,\, y) = J_R(x,\, y) + jJ_I(x,\, y).$$

Caracterul complex al densităţii de curent derivă din distribuţia acesteia pe secţiunea crestăturii, care este variabilă atît din punct de vedere al modulului cît şi al fazei.

Din considerente fizice (permeabilitate infinită a fierului) condiţiile pe frontierele ED, DC, BC sînt de tip Neumann nule [5] şi, de asemenea, pe frontiera AE (axa de simetrie a crestăturii).

Pe frontiera AB (fig. 2) este :

$$\frac{\partial J}{\partial y} = -j\alpha^2 \frac{I}{b}, \tag{13}$$

b fiind deschiderea istmului, iar I curentul total din crestătură.

Impunerea condiţiilor de tip Neumann necesită o extindere fictivă a reţelei de lucru cu cîte o coloană (linie) suplimentară [3], [4], care să

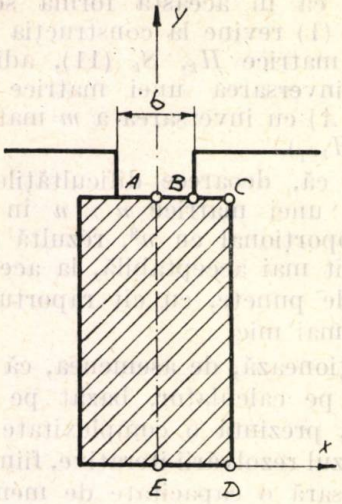


Fig. 2. Secţiune într-o crestătură dreptunghiulară semiînchisă.

permită scrierea sub formă de diferenţe finite a ecuaţiei (12) inclusiv în punctele de pe frontiere (fig. 3):

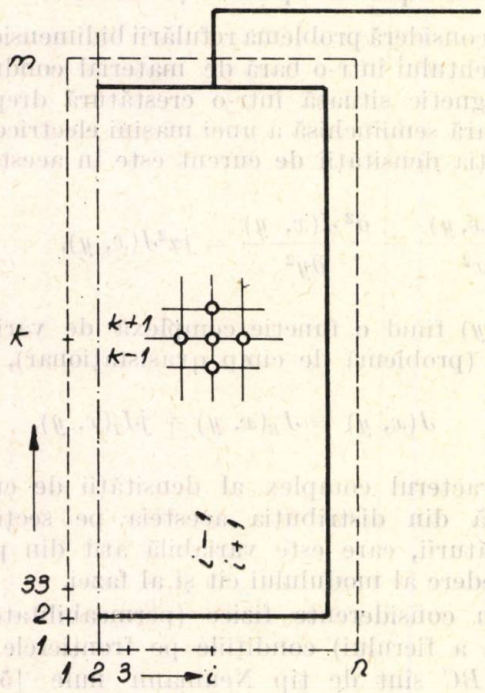


Fig. 3. Explicativă pentru reţeaua de lucru.

$$-\psi J_{i,k} + J_{i+1,k} + J_{i-1,k} + J_{i,k+1} + J_{i,k-1} = 0,$$

$$\begin{aligned} i &= 2,3, \ \ldots \ n-1, \\ k &= 2, 3, \ldots, m-1, \end{aligned} \qquad (14)$$

unde $\psi = 4 + j\alpha^2 h^2$, h fiind pasul reţelei de lucru presupus pentru simplificare ca fiind egal în ambele direcţii. În raport cu toate frontierele există simetrii simple, de pildă:

$$J_{n,k} = J_{n-2,k}, \quad k = 2, 3, \ldots, m-1,$$

cu excepţia frontierei AB, unde, corespunzător cu (13):

$$J_{i,m} = J_{i,m-2} + 2jh\alpha^2 \frac{I}{b}, \quad i = 2, 3, \ldots, i^*$$

(i^* corespunzător punctului B).

Se constată că matricea sistemului (14) admite reprezentarea de forma (2) şi anume într-o formă particulară cu toate matricele D_k: tridiagonale identice:

$$D_k = D = \begin{vmatrix} -\psi & 2 & 0 & \ldots & 0 \\ 1 & -\psi & 1 & & \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \\ & \ddots & \ddots & \ddots & \\ & & 1 & -\psi & 1 \\ 0 & \ldots & 0 & 2 & -\psi \end{vmatrix},$$

$E_i = F_k = I_n$ (matrice unitate $n \times n$) pentru $i \neq m$, $k \neq 1$; $E_m = F_1 = 2I_n$.

Elementele „2" din matricele D, E_m, F_1 sînt o reflectare a condiţiilor Neumann de pe frontiere şi se constată că ele slăbesc caracterul dominant al matricei sistemului.

Sistemul (14) a fost rezolvat în mod direct prin algoritmul (9) + (11) şi în paralel, prin metoda iterativă cu deplasări succesive [1], folosind diferite reţele de puncte şi diferiţi factori de suprarelaxare. În figura 4 (A şi B) se

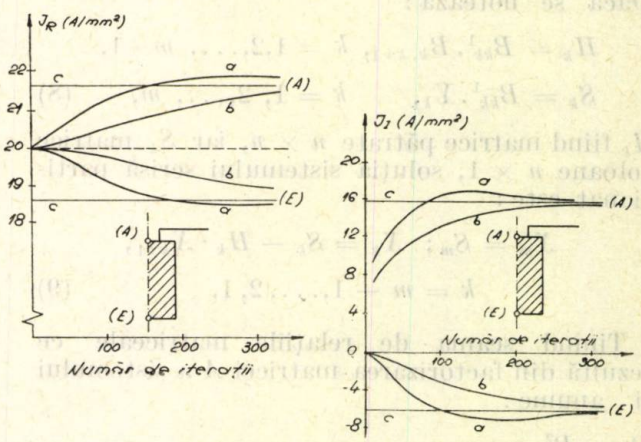


Fig. 4. Evoluţia soluţiei iterative în raport cu soluţia exactă a componentei reale (A) şi imaginare (B) a densităţii de curent: a — Calcul iterativ cu $\omega = 1{,}5$; b — Calcul iterativ cu $\omega = 1$; c — Soluţia exactă.

prezintă rezultatele de calcul în două puncte ale crestăturii — în vîrf şi la bază, pe axa de simetrie — cu privire la evoluţia soluţiei iterative, în raport cu soluţia directă. Sînt prezentate componenta reală şi cea imaginară a densităţii de curent J corespunzătoare unui curent total în crestătură, care să asigure o densitate de curent de 20 A/mm². Pentru iniţializarea calculului iterativ s-a considerat o distribuţie uniformă şi în fază a densităţii de curent pe întreaga secţiune a crestăturii, $J_R = 20$ A/mm²,

$J_1 = 0$. Se constată o evoluţie foarte lentă a sistemului spre soluţie, în cazul factorului de suprarelaxare $\omega = 1$, sau fenomene de suprareglaj, în cazul $\omega = 1{,}5$. Nu s-au obţinut viteze mai bune de convergenţă nici în cazul factorilor de suprarelaxare complecşi, cu toate că s-a utilizat inclusiv un criteriu de accelerare aditivă a convergenţei [3].

O comparaţie cu privire la timpul de calcul (compilare + execuţie), precum şi a capacităţii de memorare necesară în cadrul celor două metode este prezentată în tabelul 1. Se constată

Tabelul 1

Comparaţia timpului de calcul între metoda directă şi cea iterativă

Reţea $m \times n$ $25 \times 8 = 200$	Metoda directă	Metoda iterativă
Timp de compilare	69"	43"
Timp de execuţie	207"	693"
Memorie ocupată	20.032	11.520

că pentru o reţea de $8 \times 25 = 200$ puncte şi pentru execuţia a 300 de iteraţii, avantajul din punct de vedere al timpului de calcul necesar este net în favoarea metodei directe. Calculele au fost efectuate pe un calculator ICL — 1902.

3. Concluzii

În lucrare se fac aprecieri cu privire la influenţa tipului de condiţii de frontieră asupra vitezei de convergenţă a calculului iterativ, în cazul rezolvării problemelor de cîmp electromagnetic prin metoda diferenţelor finite. Se propune o metodă directă de rezolvare a sistemului de ecuaţii cu diferenţe finite care elimină eroarea de convergenţă şi dificultăţile legate de obţinerea convergenţei, fiind eficientă în cazul problemelor de cîmp qvasistaţionar pe domenii dreptunghiulare cu condiţii pe frontieră de tip Neumann. Modul de aplicare a metodei, precum şi avantajele în raport cu metodele iterative sînt puse în evidenţă într-un caz concret şi anume, refularea curentului într-o crestătură dreptunghiulară semiînchisă.

Bibliografie

[1] *Forsythe, G.E., Wasow, W.R.* Finite difference methods for partial differential equations, New-York, John Wiley, 1967.

[2] *Braess, H., Weh, H., Erdelyi, E.A.* Numerische Berechnung magnetischer Felder und Kräfte. In : Archiv für Elektrotechnik, 52, 1969, pp. 306—317.

[3] *Stoll, R.L.* Numerical method of calculating eddy currents in nonmagnetic conductors. In : Proc. IEE., **114**, nr. 6, 1967, pp. 775—780.

[4] *Reiche, H.* Der Einsatz von Rechenautomaten für Elektrotechnische Berechnungen ; 6. Die Berechnung von Feldern. Teil 1. In : Elektrie, 1967, 7, pp. 256—261.

[5] *Swann, S.A., Salamon, J.W.* Effective resistance and reactance of a rectangular conductor placed in a semiclosed slot. In : Proc. IEE., **110**, nr. 9, 1963, pp. 1 656—1 662.

[6] *Varah, J.M.* On the solution of block-tridiagonal systems arising from certain finite-difference equations. In : Mathematics of Computation, vol. **26**, nr. 120, 1972, pp. 859—868.

CZ 621.314.228

TRANSFORMATOARE DE SUDURĂ
CALCUL
PROIECTARE

Proiectarea optimă a transformatorului de sudură prin puncte

CONSTANTIN GHIŢĂ* — Bucureşti

Introducere

Transformatoarele de sudură prin puncte se utilizează la sudura tablelor metalice de diferite grosimi. Îmbinarea cu sudură prin puncte se face mai rapid şi mai ieftin decît îmbinarea cu nituri.

Proiectarea transformatoarelor de sudură prin puncte se face asemănător cu proiectarea transformatoarelor electrice obişnuite [1 — 4], existînd şi cîteva particularităţi privitoare la calculul curenţilor prin transformator, calculul înfăşurării de joasă tensiune, alegerea solicitărilor electromagnetice, calculul parametrilor şi calculul încălzirii [5 — 7].

Transformatoarele de sudură prin puncte se pot construi în două variante : unele portabile folosite la sudura tablelor subţiri (sub 2 mm), partea de acţionare a electrozilor avînd de cele mai multe ori forma unui cleşte, şi altele fixe, folosite la sudura tablelor groase, acţionarea electrozilor făcîndu-se de obicei cu pedală.

Optimizarea proiectării acestor transformatoare se poate face în mai multe moduri : dacă se proiectează un transformator portabil, acesta trebuie să aibă o greutate cît mai mică, de aceea este indicat ca optimizarea să se facă punînd condiţia ca greutatea transformatorului să fie minimă — dacă se proiectează un transformator fix, este de preferat ca optimizarea să

* Dr. ing. *Ghiţă, C.* este asistent la Institutul politehnic din Bucureşti.

se facă punînd condiția ca prețul transformatorului să fie minim [8, 9]. Nu este posibilă o optimizare a proiectării astfel încît să fie minim și greutatea transformatorului și prețul său.

Alegerea unuia din cele două moduri se face, cum s a arătat mai sus, în funcție de tipul transformatorului. Această alegere nu este însă obligatorie.

În această lucrare se tratează despre optimizarea proiectării transformatoarelor de sudură prin puncte considerînd fie greutatea transformatorului minimă, fie prețul minim.

1. Determinarea dimensiunilor geometrice ale transformatorului, încît greutatea să fie minimă

Uzual transformatoarele de sudură prin puncte se construiesc cu miezul feromagnetic în manta. În figura 1 se prezintă o secțiune transversală printr-un transformator.

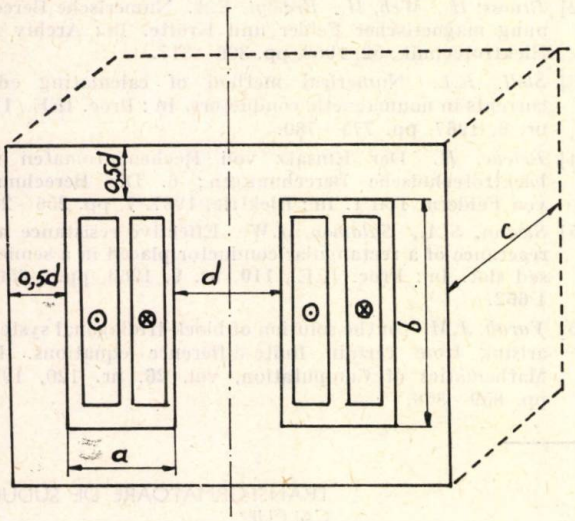


Fig. 1. Secțiune transversală prin transformator.

Greutatea transformatorului se compune din două componente :

$$G = G_1 + G_2, \tag{1}$$

G_1 este greutatea miezului feromagnetic și greutatea celor două înfășurări ale transformatorului, mai puțin greutatea capetelor înfășurărilor ; G_2 este greutatea aproximativ constantă a transformatorului, în raport cu dimensiunile geometrice ale acestuia (capetele înfășurărilor, buloane și tiranți de strîngere, izolația transformatorului, placă de borne, corniere de strîngere etc). Dimensiunile geometrice optime ale transformatorului se vor determina din condiția ca greutatea G_1 să fie minimă.

Cu notațiile din figura 1, greutatea G_1, la solicitări electromagnetice date, poate exprima cu ajutorul unei funcții de 4 variabile :

$$G_1 = G_1(a, b, c, d). \tag{2}$$

Variabilele a, b, c, d nu sînt independente între ele, astfel încît mai pot fi scrise două relații și anume :

$$\begin{cases} ab = \dfrac{w_1 s_1 + w_2 s_2}{k_f}, \\ dc = \dfrac{U_{20}}{4{,}44 f B w_2}, \end{cases} \tag{3}$$

în care s-au notat : k_f — coeficientul de umplere a ferestrei ; w_1, w_2 — numerele de spire ale înfășurării de înaltă tensiune, respectiv de joasă tensiune ; s_1, s_2 — secțiunile conductorului de înaltă și joasă tensiune ; U_{20} — tensiunea secundară de joasă tensiune ; f, B — frecvența tensiunii de alimentare, respectiv inducția magnetică din miezul feromagnetic al transformatorului.

Se introduc notațiile adimensionale :

$$x = \frac{a}{b}, \qquad y = \frac{d}{c}. \tag{4}$$

Ținînd seama de relațiile (3) și (4), greutatea G_1 se poate exprima cu ajutorul unei funcții de două variabile :

$$G_1 = G_1(x, y).$$

Pentru determinarea funcției (5) se fac următoarele ipoteze : linia medie a înfășurării de înaltă tensiune aflată lîngă coloana centrală a miezului se găsește în fereastră la distanța $a/4$ de marginea coloanei centrale, iar linia medie a înfășurării de joasă tensiune la distanța $3a/4$ de marginea coloanei centrale. Secțiunea coloanei centrale este de două ori mai mare decît secțiunea coloanei laterale și a jugurilor, toate aceste secțiuni se presupun dreptunghiulare. Relația aproximativă dintre curenții I_1 și I_2 care circulă prin înfășurările transformatorului este următoarea [5] :

$$I_1 = \frac{w_2 I_2}{w_1}\left[1 + (0{,}4 - 0{,}5)\frac{i_{10}}{100}\right] = k_1 \cdot \frac{w_2 I_2}{w_1}, \tag{6}$$

în care i_{10} reprezintă curentul de mers în gol al transformatorului exprimat în procente.

În aceste ipoteze funcția (5) se poate calcula cu următoarea expresie :

$$G_1(x, y) = A_1\sqrt{x} + A_2\sqrt{y} + \frac{A_3}{\sqrt{x}} + \frac{A_4}{\sqrt{y}}. \tag{7}$$

în care s-au făcut notațiile :

$$\begin{cases} A_1 = M(P + 3Q + 2N^2\gamma_{Fe}), \\ A_2 = N(P + Q + 2N^2\gamma_{Fe}), \\ A_3 = 2MN^2\gamma_{Fe}, \\ A_4 = N(P + Q). \end{cases} \tag{8}$$

În expresiile (8) intervin mărimile M, N, P, Q, ale căror expresii sînt următoarele :

$$\begin{cases} M = \sqrt{\dfrac{w_2 I_2}{k_f}\left(\dfrac{k_1}{j_1}+\dfrac{1}{j_2}\right)}, \\ N = \sqrt{\dfrac{U_{20}}{4{,}44\, f B\, w_2}}, \\ P = \dfrac{1}{j_1}\cdot 2\gamma_c w_2 I_2\, k_1 k_{i1}, \\ Q = \dfrac{1}{j_2}\cdot 2\gamma_c w_2 I_2 k_{i2}. \end{cases} \tag{9}$$

Semnificația noilor mărimi care apar în relațiile (8) și (9) este următoarea : γ_{Fe} și γ_c — greutățile specifice ale fierului și materialului înfășurărilor ; j_1, j_2 — densitățile de curent ale înfășurărilor ; k_{i1}, k_{i2} — coeficienți care țin seama de izolația conductoarelor înfășurărilor.

Valorile x' și y', pentru care greutatea transformatorului este minimă, se obțin rezolvînd sistemul de ecuații :

$$\begin{cases} \dfrac{\partial G_1}{\partial x} = 0, \\ \dfrac{\partial G_1}{\partial y} = 0. \end{cases} \tag{10}$$

Aceste valori sînt date de expresiile :

$$x' = \frac{A_3}{A_1}, \quad y' = \frac{A_4}{A_2}. \tag{11}$$

Minimul greutății $G_1(x, y)$ se obține înlocuind expresiile (11) în relația (7)

$$G_{1m} = 2(\sqrt{A_1 A_3} + \sqrt{A_2 A_4}). \tag{12}$$

Greutatea calculată cu relația (12) este într-adevăr minimă deoarece în punctul (x', y') funcția $G_1(x, y)$ satisface condițiile de minim [10] :

$$\begin{cases} \dfrac{\partial^2 G_1(x', y')}{\partial x^2}\cdot\dfrac{\partial^2 G_1(x', y')}{\partial y^2} = \dfrac{\partial^2 G_1(x' y')}{\partial x \partial y} = \dfrac{(A_1 A_2)^{2,5}}{4(A_3 A_4)^{1,5}} > 0, \\ \dfrac{\partial^2 G_1(x', y')}{\partial x^2} = \dfrac{A_1}{2}\left(\dfrac{A_1}{A_3}\right)^{1,5} > 0. \end{cases} \tag{13}$$

Pentru ca transformatorul să aibă greutatea minimă trebuie ca mărimile adimensionale x și y, definite de relațiile (4), să ia valorile x' și y' date de relațiile (11).

Determinarea valorilor lui x' și y' este posibilă dacă se cunosc următoarele 12 mărimi : w_2, I_2, j_1, j_2, B, U_{20}, f, γ_{Fe}, γ_c, k_1, k_{i1}, și k_{i2}. Dintre acestea I_2, U_{20}, f, γ_{Fe} și γ_c, se dau prin tema de proiectare ; j_1, j_2, B_1 se aleg ca în [5], k_1 se determină cu ajutorul relației (6) ; $k_{i1} = (1{,}03 - 1{,}08)$, valorile mai mari corespunzînd conductoarelor cu izolație mai groasă ; $k_{i2} = 1$; $w_2 = 1$ sau $w_2 = 2$. Valoarea coeficientului de umplere a ferestrei k_f nu influențează asupra valorilor optime x' și y'.

2. Determinarea dimensiunilor geometrice ale transformatorului, încît prețul să fie minim

Prețul de cost al transformatorului, inclusiv prețul pierderilor acestuia, se exprimă cu ajutorul relației :

$$C = c_{Fe} G_{Fe} + c_c G_c + \frac{T_c}{10^3}(P_{Fe} + P_c), \tag{14}$$

în care c_{Fe} și c_c reprezintă prețurile unui kilogram de miez feromagnetic, respectiv al unui kilogram din conductorul înfășurării ; T — numărul de ore de funcționare efectivă a transformatorului ; c — prețul unui kWh ; P_{Fe}, P_c — pierderile în fier, respectiv în înfășurări.

Folosind aceleași ipoteze ca și la calculul greutății G_1 a transformatorului, se găsește expresia prețului de cost al transformatorului de forma :

$$C = E_1\sqrt{x} + E_2\sqrt{y} + \frac{E_3}{\sqrt{x}} + \frac{E_4}{\sqrt{y}}, \tag{15}$$

în care s-au notat :

$$\begin{cases} E_1 = \dfrac{Tc}{10^3}(D_1 + 2\gamma_{Fe} N^2 M p_{Fe}) + M[2\gamma_{Fe} c_{Fe} N^2 + c_c(P + 3Q)] \\ E_2 = \dfrac{Tc}{10^3}(D_2 + 2\gamma_{Fe} N^3 p_{Fe}) + N[2\gamma_{Fe} c_{Fe} N^2 + c_c(P + Q)] \\ E_3 = 2\gamma_{Fe} N^2 M\left(p_{Fe}\cdot\dfrac{Tc}{10^3} + c_{Fi}\right) \\ E_4 = D_2\cdot\dfrac{Tc}{10^3} + c_c N(P + Q). \end{cases} \tag{16}$$

În relațiile (16) M, N, P, Q au expresiile din (9) ; p_{Fe} reprezintă pierderile specifice, în W/kg, din miezul transformatorului ; iar cu D_1 și D_2 s-au notat expresiile :

$$\begin{cases} D_1 = 2\rho\, w_2 I_2\, M(k_1 j_1 + 3j_2) \\ D_2 = 2\rho\, w_2 I_2\, N(k_1 j_1 + j_2), \end{cases} \tag{17}$$

în care ρ reprezintă rezistivitatea materialului înfășurării la 75°C. Valorile x'', y'' pentru care prețul transformatorului (inclusiv prețul pierderilor) este minim sînt :

$$x'' = \frac{E_3}{E_1}, \quad y'' = \frac{E_4}{E_2}, \tag{18}$$

iar prețul minim C_m este dat de expresia :

$$C_m = 2(\sqrt{E_1 E_3} + \sqrt{E_2 E_4}). \tag{19}$$

Pentru determinarea valorilor optime x'' şi y'' trebuie cunoscute curba pierderilor în fier $p_{Fe} = f(B)$ a miezului feromagnetic şi numărul de ore de funcţionare efectivă a transformatorului.

3. Aplicaţii numerice

Aplicaţiile numerice se vor face pentru un transformator de sudură prin puncte caracterizat de următoarele mărimi: $I_2 = 10\,000$ A; $f = 50$ Hz; $k_f = 0{,}6$; materialul înfăşurărilor — cupru.

Deoarece densitatea de curent j_2 se alege întotdeauna mai mare decît densitatea de curent j_1, toate aplicaţiile numerice de mai jos se vor efectua considerînd, de exemplu, între densităţi, relaţia:

$$j_1 = \frac{j_2}{1{,}5} = j. \qquad (20)$$

a. *Dependenta mărimilor x' şi y' de diverşi parametri*

Valorile x' şi y' date de relaţiile (11), pentru care greutatea transformatorului este minimă, variază odată cu variaţia numărului de spire w_2, a inducţiei magnetice B, densităţii de curent j şi tensiunii secundare U_{20}.

În figura 2 se prezintă dependenţa mărimilor x' şi y' de densitatea de curent j, pentru

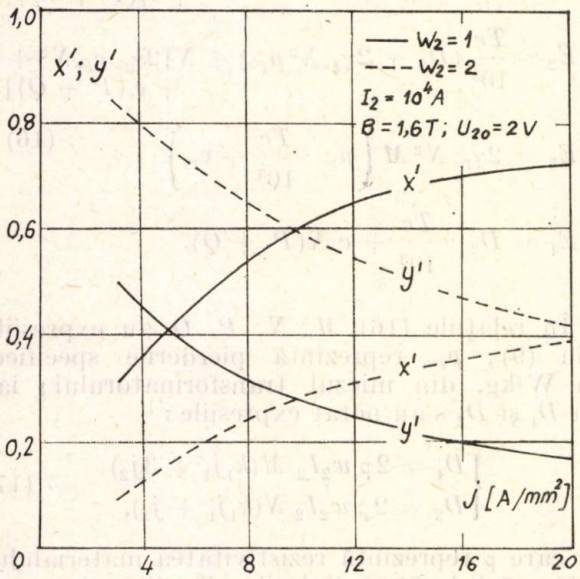


Fig. 2. Dependenţa parametrilor x' şi y' de densitatea de curent.

$B = 1{,}6$ T şi $U_{20} = 2$ V, în figura 3 dependenţa aceloraşi mărimi de tensiune secundară U_{20}, pentru $B = 1{,}6$T şi $j = 5$ A/mm², iar în figura 4 dependenţa lui x' şi y' de inducţia magnetică B, pentru $U_{20} = 2$V şi $j = 5$ A/mm². Cu linie plină se trasează curbele pentru cazul cînd

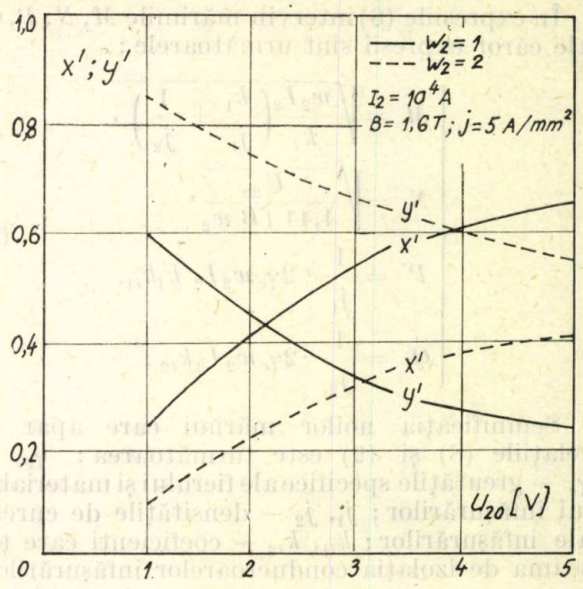


Fig. 3. Dependenţa parametrilor x' şi y' de tensiunea secundară.

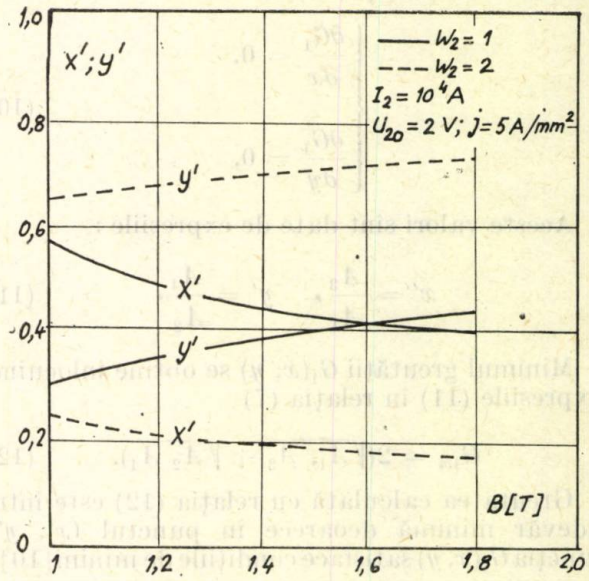


Fig. 4. Dependenţa parametrilor x' şi y' de inducţia magnetică.

transformatorul are în secundar o spiră, iar cu linie punctată aceleaşi curbe pentru două spire în secundar.

Se constată că mărimile x' şi y' variază astfel încît cînd x' creşte, y' descreşte şi invers.

Dacă în secundar transformatorul are două spire, mărimile x' şi y' iau valori mult diferite comparativ cu situaţia transformatorului cu o singură spiră de secundar.

b. *Variaţia greutăţii minime cu solicitările electromagnetice*

Greutatea minimă a transformatorului scade atunci cînd densitatea de curent j creşte. Acest lucru se poate constata şi din figura 5. Pentru

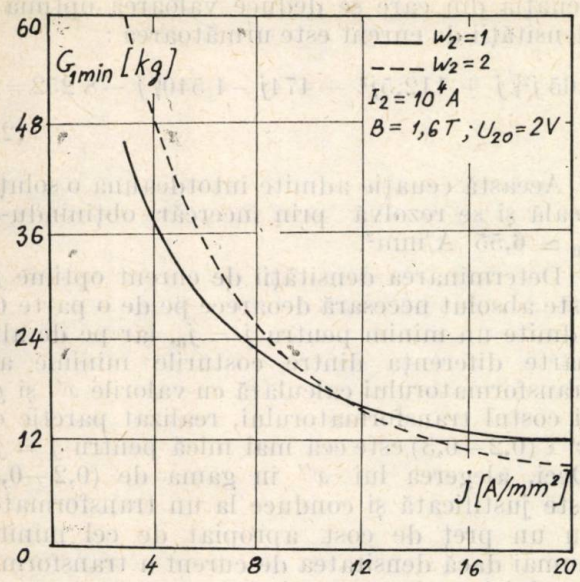


Fig. 5. Variaţia greutăţii minime a transformatorului cu densitatea de curent.

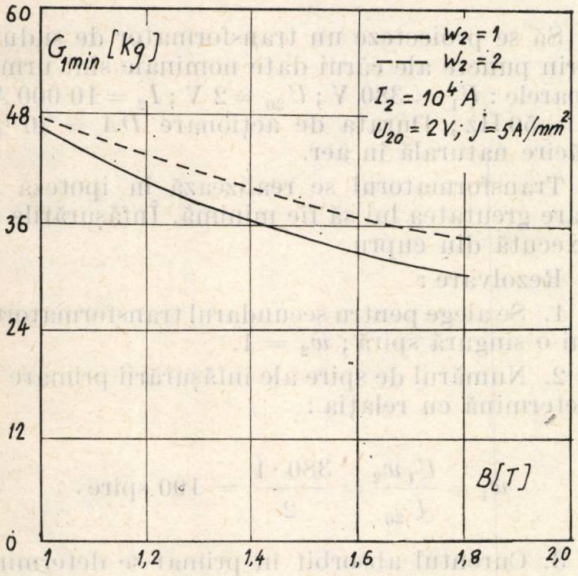


Fig. 6. Variaţia greutăţii minime a transformatorului cu inducţia magnetică.

densitatea de curent $j = 11{,}5$ A/mm² greutatea minimă are aceeaşi valoare pentru $w_2 = 1$ şi $w_2 = 2$. Pentru o valoare oarecare $j < 11{,}5$ A/mm², transformatorul cu $w_2 = 1$ are o greutate minimă mai mică, decît cel cu $w_2 = 2$. Pentru $j > 11{,}5$ A/mm² situaţia se inversează. Din graficele prezentate în figura 6 se deduce că greutatea minimă a transformatorului scade odată cu creşterea inducţiei magnetice B.

c. *Dependenţa mărimilor x'', y'' de densitatea de curent j*

Curbele din figurile 8,9 şi 10 sînt ridicate pentru $Tc/1\,000 = 1$, $c_{Fe} = 15$ lei/kg, $c_c = 100$ lei/kg şi pentru curba de pierderi a materialului feromagnetic desenată în figura 7.

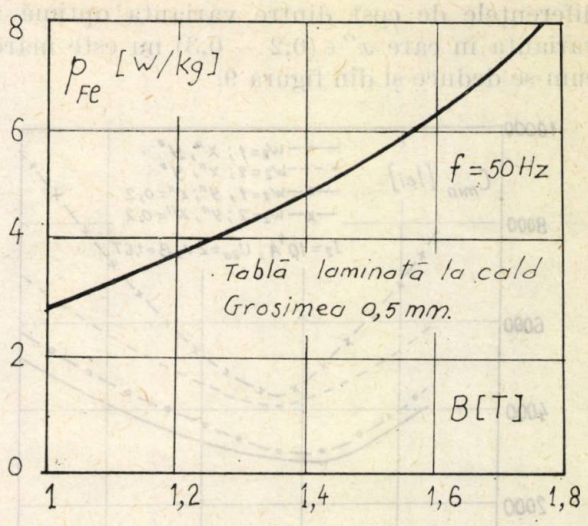


Fig. 7. Curba pierderilor specifice în fier.

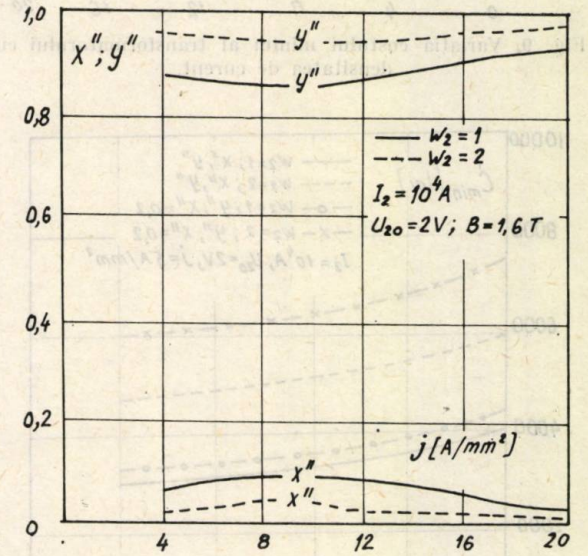


Fig. 8. Dependenţa parametrilor x'' şi y'' de densitatea de curent.

Valorile x'' şi y'' date de relaţiile (18) pentru care costul C al transformatorului este minim, variază puţin cu variaţia densităţii de curent j, cum se poate constata şi din figura 8. Transformatorul care ar rezulta alegînd pentru x'' şi y'' valorile date în figura 8, nu s-ar putea realiza uşor, din punct de vedere constructiv deoarece $x'' \in (0{,}01 - 0{,}02)$, ceea ce ar conduce la o construcţie mult prea înaltă a transformatorului. De aceea valorile lui x'' se iau mai mari, $x'' \in (0{,}2 - 0{,}3)$. În această situaţie costul C_m al transformatorului dat de relaţia (19), nu mai este minim. Din figura 9 se constată că există o densitate de curent optimă pentru care costul C_m al transformatorului admite un minim. Pentru densitatea de curent optimă

diferențele de cost dintre varianta optimă și varianta în care $x'' \in (0{,}2 - 0{,}3)$ nu este mare, cum se deduce și din figura 9.

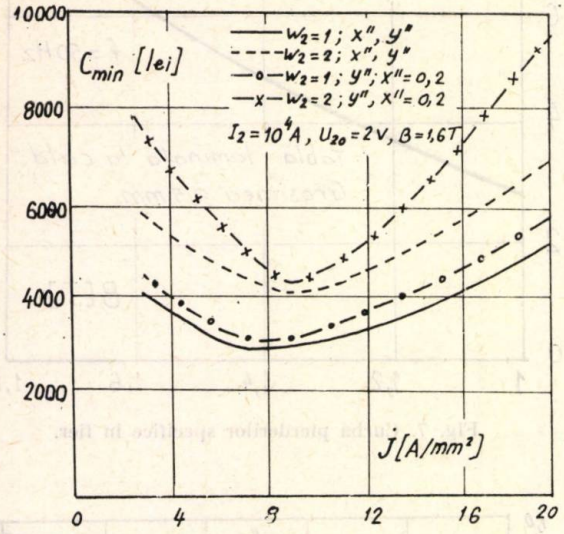


Fig. 9. Variația costului minim al transformatorului cu densitatea de curent.

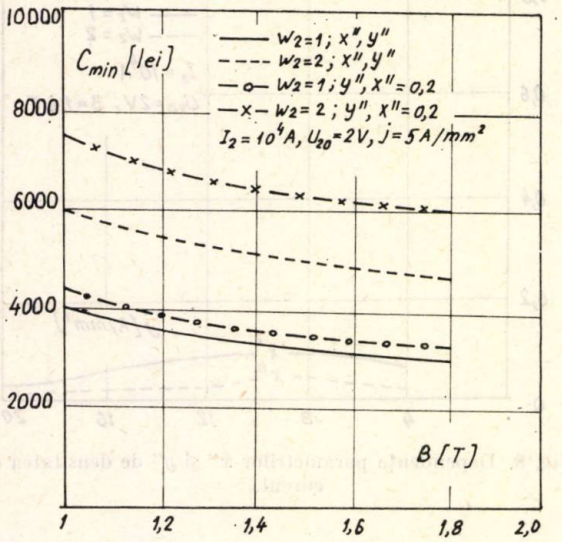


Fig. 10. Variația costului minim al transformatorului cu inducția magnetică.

d. *Variația costului minim C_m cu solicitările electromagnetice*

Pentru o anumită valoare a densității de curent (valoarea optimă) costul C_m admite un minim (figura 9). Densitatea de curent optimă nu este aceeași pentru $w_2 = 1$ și pentru $w_2 = 2$. Determinarea acestei densități de curent se poate face și analitic, derivînd relația (15) în raport cu j, anulînd această derivată și dînd lui x și y valorile rezultate din relațiile (18). De exemplu, pentru cazul în care $w_2 = 1$; $U_{20} = 2$ V; $B = 1{,}6$ T; $x'' = 0{,}09$, $y'' = 0{,}87$, ecuația din care se deduce valoarea optimă a densității de curent este următoarea:

$$165\, j^2\sqrt{j} + 112{,}5j^2 - 474j - 4\,540\sqrt{j} - 8\,252 = 0. \tag{21}$$

Această ecuație admite întotdeauna o soluție reală și se rezolvă prin încercări obținîndu-se $j_0 \simeq 6{,}55$ A/mm².

Determinarea densității de curent optime j_0, este absolut necesară deoarece pe de o parte C_m admite un minim pentru $j = j_0$, iar pe de altă parte diferența dintre costurile minime ale transformatorului calculată cu valorile x'' și y'' și costul transformatorului, realizat parctic cu $x'' \in (0{,}2 - 0{,}3)$ este cea mai mică pentru $j = j_0$. Deci, alegerea lui x'' în gama de $(0{,}2 - 0{,}3)$ este justificată și conduce la un transformator cu un preț de cost apropiat de cel minim, numai dacă densitatea de curent a transformatorului ia valoarea optimă.

e. *Exemplu de proiectare a unui transformator*

Să se proiecteze un transformator de sudură prin puncte ale cărui date nominale sînt următoarele: $U_1 = 380$ V; $U_{20} = 2$ V; $I_2 = 10\,000$ A; $f = 50$ Hz; Durata de acționare $DA = 20\,\%$; răcire naturală în aer.

Transformatorul se realizează în ipoteza în care greutatea lui să fie minimă. Înfășurările se execută din cupru.

Rezolvare:

1. Se alege pentru secundarul transformatorului o singură spiră; $w_2 = 1$.

2. Numărul de spire ale înfășurării primare se determină cu relația:

$$w_1 = \frac{U_1 w_2}{U_{20}} = \frac{380 \cdot 1}{2} = 190 \text{ spire}.$$

3. Curentul absorbit în primar se determină cu relația (6):

$$I_1 = \frac{1 \cdot 10\,000}{190}\left(1 + 0{,}4 \cdot \frac{30}{100}\right) = 58{,}9 \text{ A}.$$

4. Se alege valoarea $j = 6$ A/mm² pentru densitatea de curent, deci $j_1 = 6$ A/mm² și $j_2 = 9$ A/mm².

Această alegere este justificată deoarece densitatea de curent de calcul ținînd seama de durata de acționare este:

$$j_c = j\sqrt{\frac{DA\,\%}{100}} = 6\sqrt{\frac{20}{100}} = 2{,}68 \text{ A/mm}^2,$$

valoare recomandată de [1 — 3] pentru transformatoarele cu răcire naturală în aer, funcționînd în regim de durată.

5. Secţiunile conductoarelor înfăşurărilor :

$$s_1 = \frac{I_1}{j_1} = \frac{58{,}9}{6} = 9{,}82 \text{ mm}^2,$$

$$s_2 = \frac{I_2}{j_2} = \frac{10\,000}{9} = 1\,110 \text{ mm}^2.$$

6. Secţiunea de fier a coloanei :

$$S_{Fe} = \frac{U_1}{4{,}44 f B w_1} = \frac{380}{4{,}44 \cdot 50 \cdot 1{,}6 \cdot 190} =$$

$$= 56{,}3 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2.$$

7. Cu ajutorul relaţiilor (11) se determină valorile $x' = 0{,}45$ şi $y' = 0{,}35$.

8. Dimensiunile a, b, c, d se determină cu ajutorul relaţiilor (3) şi (4), în care $k_f = 0{,}6$, iar x şi y iau valorile x' şi y' :

$$a = \sqrt{\frac{x'}{k_f}(w_1 s_1 + w_2 s_2)} =$$

$$= 10^{-3} \cdot \sqrt{\frac{0{,}45}{0{,}6}(190 \cdot 9{,}82 + 1 \cdot 1110)} = 0{,}0473 \text{ m},$$

$$b = \frac{a}{x'} = \frac{0{,}0473}{0{,}45} = 0{,}105 \text{ m},$$

$$c = \sqrt{\frac{U_{20}}{4{,}44 f B w_2 y'}} = \sqrt{\frac{2}{4{,}44 \cdot 50 \cdot 1{,}6 \cdot 0{,}35}} =$$

$$= 0{,}127 \text{ m},$$

$$d = y'c = 0{,}35 \cdot 0{,}127 = 0{,}0445 \text{ m}.$$

9. Greutatea transformatorului se calculează cu relaţia (7) şi este $G_1 = 28{,}5$ kg.

4. Concluzii

Transformatoarele de sudură prin puncte se pot proiecta optim în două variante : fie considerînd greutatea transformatorului minimă, fie costul acestuia (inclusiv costul pierderilor) minim.

Cu ajutorul relaţiilor deduse în lucrare (11) şi (18) se determină raportul optim dintre dimensiunile geometrice ale miezului feromagnetic al transformatorului în situaţia în care greutatea transformatorului este minimă sau costul acestuia este minim.

Dacă se face optimizarea proiectării transformatorului din punct de vedere al costului acestuia densităţile de curent j_1 şi j_2 trebuie alese aşa fel încît costul C_m al transformatorului să fie minim, rezolvînd o ecuaţie de tipul (21). Exemplul de calcul prezentat ilustrează modul de utilizare a rezultatelor deduse în lucrare, pentru proiectarea optimă a transformatoarelor de sudură prin puncte.

Bibliografie

[1] *Bălă, C.V.* Proiectarea maşinilor electrice, Bucureşti, Ed. did. şi pedagogică, 1967.

[2] *Jezierschi, E., Gogolewski, Z., Kopczynski, Z., Szmit, J.* Transformatoare electrice. Bucureşti, Ed. tehnică, 1966.

[3] *Dumitrache, D., Ghiţă, C.* Transformatorul. Îndrumar de proiectare, 170 p., Litografie IPB., 1970.

[4] *Gheorghiu, I.S., Fransua, Al.* Tratat de maşini electrice, vol. II. Bucureşti, Ed. Academiei, 1972.

[5] *Riscova, Z.A.* Transformatori dlia, kontaktnih elektrosvarocinih maşin. Moscova, Gosenergoizdat, 1963.

[6] *Ghelman, A.C.* Kontactnaia elektrosvarka, Moskva, Maşghiz, 1949.

[7] *Kocianovski, N.IA.* Maşini dlia kontaktnoi elektrosvarki. Moskva, Gosenergoizdat, 1954.

[8] *Bălă, C.V., Cupşa, A.* Determinarea optimului tehnico-economic absolut în proiectarea transformatoarelor de putere. In : St. şi cercet. de energ. Seria A, vol. **13**, Nr. 1, 1963.

[9] *Apetrei, C.* Determinarea soluţiei tehnico-economice optime la proiectarea maşinilor electrice. În : St. şi cercet. de energ., Seria A, vol. **12**, Nr. 1, 1965.

[10] *Roşculeţ, M. Analiză matematică.* Bucureşti, Ed. did. şi ped., 1971.

RECENZIE

Pfeiffer, Wolfgang: Impulstechnik. (Tehnica impulsului). München, Wien, Carl Hanser Verlag, 1976

Importante procese în tehnologii au fost şi sînt posibile datorită elucidării problemelor aflate la graniţa dintre două domenii. Astfel de probleme de graniţă sînt prezentate în cartea lui W. Pfeiffer intitulată „Tehnica impulsului", care se situează între tehnica curenţilor slabi şi tehnica curenţilor intenşi. Comune celor două domenii sînt mărimile electrice — tensiuni şi curenţi — cu variaţii rapide în timp. Intervalul de timp al variaţiei mărimilor este de cîteva nanosecunde sau chiar de cîteva fracţiuni de nanosecunde.

Autorul urmăreşte, pe de o parte, să genereze asemenea semnale, iar pe de altă parte, să le înregistreze, să le măsoare, cel mai fidel. În acest scop utilizează tehnici avansate din electronică şi echipamente de măsură de nivel superior. În alegerea şi susţinerea numeroaselor soluţii (unele schematizate, iar altele de construcţie) autorul foloseşte eclectic cunoştinţe din domenii conexe ca, de exemplu, din electronica impulsurilor, din fenomenologia propagării pe linii lungi, din oscilografia modernă.

Cartea însumează 248 pagini, 139 figuri explicative (schiţe scheme, oscilograme) şi este împărţită în cinci capitole.

În capitolul I autorul prezintă schemele de principiu şi dispozitivele fizice cu ajutorul cărora se generează impulsurile. Sînt astfel descrise atît schemele de curenţi slabi cu diode tunel, tranzistoare speciale, cît şi cele de curenţi intenşi ca: celetronul în gaz comprimat, tiratronul în atmosferă de hidrogen. Autorul acordă o deosebită atenţie legăturilor coaxiale la efectuarea schemelor. O schemă deosebit de ingenioasă, pentru generarea impulsurilor, este schema Marx, realizată de autor cu semiconductoare în loc de eclatoare.

În capitolul 2 sînt prezentate scheme, cu ajutorul cărora se realizează amplificarea impulsurilor.

În capitolul 3 sînt descrise dispozitivele cu ajutorul cărora se extinde plaja de măsurare, cum sînt divizoarele de tensiune negative, capacitive, mixte şi şunturile cu bare şi cele coaxiale. Adevărata specialitate a autorului apare clar în acest capitol, în care prezintă tehnici de realizare a divizorului de tensiune coaxial cu gaz sub presiune şi a microşuntului, ambele destinate a funcţiona în domeniul nanosecundelor şi subnanosecundelor.

În capitolul 4 se prezintă tehnica utilizării osciloscopelor cu mare putere de rezoluţie. O atenţie deosebită este acordată osciloscopului cu memorie (storage) ca şi osciloscopului cu eşantionare. Ambele osciloscope sînt destinate a înregistra mărimi singulare sau periodice cu timp de creştere extrem de mic.

În capitolul 5 autorul prezintă scheme privind instalaţii complexe de măsurarea fenomenelor rapide. Astfel, se descrie o platformă specială pentru înregistrarea răspunsului la comutaţia treaptă şi o altă platformă pentru folosirea reflectometrului de impuls. Această ultimă instalaţie, realizată de autor, permite măsurarea factorilor de reflexie ai componentelor unei scheme de măsurare. Autorul prezintă numeroase oscilograme care atestă utilitatea reflectometrului de impuls.

Cartea „Impulstechnik" se situează la nivelul tehnologiei de vîrf în ceea ce priveşte cercetarea mărimilor electrice cu variaţii rapide în timp cu referiri la aspectele teoretice cît şi la metodele experimentale. Lucrarea se bazează pe elaborări proprii ale autorului, în mare măsură publicate în reviste de electrotehnică, fizică şi electronică şi care sînt unite, în mod coherent, în volumul recenzat. În sprijinul unor relaţii stă o bogată bibliografie la sfîrşitul fiecărui capitol, ce poate fi acceptată ca exhaustivă.

Cartea se adresează cercetătorilor, din ce în ce mai numeroşi, din instituţii centrale, laboratoare uzinale, instituţii de învăţămînt, ca şi inginerilor de exploatare care au contingenţă cu aparatură modernă de măsurarea mărimilor cu variaţii rapide în timp.

Propun traducerea cărţii în limba română.

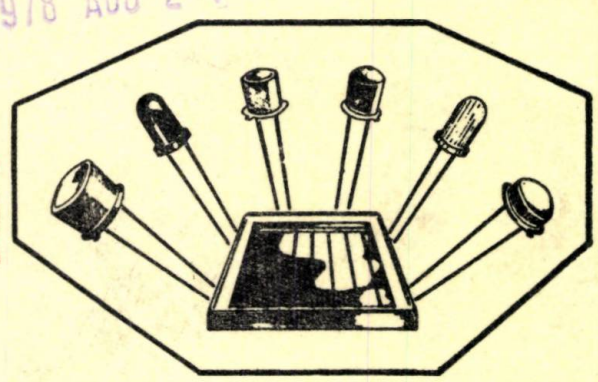
Prof. dr. doc. *G. Hortopan*

Institutul de cercetări pentru componente electronice

Vă oferă dispozitive semiconductoare de înalte performanțe

1978 AUG 24

CCE livrează



ROMÂNIA

DISPOZITIVE ELECTROLUMINISCENTE

DIODE ELECTROLUMINISCENTE — Emisie în roșu: 0,665/μm
- **ROL 02** — Intensitate luminoasă: 0,6 mcd

DISPOZITIVE FOTOSENSIBILE CU SILICIU

CELULE FOTOVOLTAICE

- **ROL 11** — fereastră de sticlă
- **ROL 011** — capsulă pe plastic

Fotocurent (1 k lx): 60/μA
Fototensiune (1 k lx): 350 mV

FOTODIODE

- **ROL 21** — lentilă de sticlă
- **ROL 021** — capsulă de plastic

Sensibilitate: 30 nA/lx
Tensiune inversă: 50 V

- **ROL 22** — fereastră de sticlă

Sensibilitate: 10/μA/lx
Tensiune inversă: 75 V

FOTOTRANZISTOARE

- **ROL 31** — lentilă de sticlă
- **ROL 031** — capsulă de plastic

Sensibilitate: 10/μA/lx
Tensiune inversă: 30 V

- **ROL 32** — fereastră de sticlă

Sensibilitate: 0,5 μA/lx
Tensiune inversă: 30 V

CELULE SOLARE

- **ROL 41**

Eficiență de conversie: 11%
Fotocurent: 120 mA
(lumină solară 100 mW/cm²)

Institutul de cercetări pentru componente electronice (ICCE)
Str. Erou Iancu Nicolae, nr. 32 B, București, telefon 79 38 40

E 2040

REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 26 • Nr. 5 • Iulie 1978

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 26 Nr. 5 iulie 1978

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.316.92 : 621.365.2

ARC ELECTRIC
CALCULATOR ANALOGIC
REGIM TRANZITORIU

Adămuț, I. A., Török, I. : **Studiul pe calculatoare analogice al funcționării cuptoarelor electrice cu arc în regim tranzitoriu**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 5, iul 1978, p. 149

În articol se prezintă un model analogic pentru o baterie de cuptoare cu arc electric. Cu ajutorul modelului s-a studiat regimul tranzitoriu al unui cuptor și al întregii baterii, pentru a se determina influența salturilor de putere, active și reactive, asupra rețelei de distribuție a energiei electrice. Rezolvarea modelului s-a făcut cu calculatorul analogic MEDA 81T cuplat la calculatorul iterativ MEDA 41TC. Rezultatele arată că în cazurile studiate nu apar fenomene de flicker supărătoare.

CZ 621.316 : 621.318.7

FILTRE OPTIMALE
REGIM DEFORMANT

Voicu, M. : **Probleme teoretice privind calculul filtrelor variante pentru compensarea optimală a regimului deformat.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 5, iul 1978, p. 155

Pornind de la rezultate anterior obținute și de la ipoteza că rețeaua electrică industrială, sediu al regimului deformant, este variantă și că perturbația internă aditivă, cauza convențională a regimului deformant, este un proces stochastic nestaționar, se prezintă o generalizare a sintezei unor filtre variante pentru compensarea optimală a regimului deformant din rețelele electrice industriale.

CZ 621.8 : 621.314

INVERTOARE
MODULAȚIE IN LĂȚIME
ACȚIONĂRI REGLABILE

Țopa, I. : **Comanda invertoarelor cu modulație în lățime pentru acționări reglabile.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 5, iul 1978, p. 159

Se analizează comparativ diferite procedee de comandă a invertoarelor cu modulație în lățime pentru acționări reglabile, evidențiindu-se avantajele modulației uniforme.

CZ 621.957 : 621 – 567

FEROFLUID
CENTRARE
AMORTIZARE

Bădescu, V., Rezlescu, N., Bădescu R., Luca, E. ; **Utilizarea ferofluidelor în centrarea și amortizarea echipajelor mobile.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 5, iul 1978, p. 165

Sînt prezentate cîteva aspecte teoretice și experimentale privind utilizarea ferofluidelor la centrarea și amortizarea elementelor mobile din componente electrotehnice.

CZ 621.337.072

FRÎNARE ELECTRICĂ
VARIATOR DE TENSIUNE CONTINUĂ
ENERGIE RECUPERATĂ

Popovici, D. : **Calculul energiei recuperate la frînarea vehiculelor autonome comandate în impulsuri.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 5, iul 1978, p. 170

În lucrare se evidențiază principiul unei metode de calcul al energiei electrice recuperate la frînarea vehiculelor autonome cu reglarea curentului, pe baza determinării puterii medii recuperate în corelație cu variația vitezei vehiculului.

CZ 621.315

REGIM PERMANENT
REGIM TRANZITORIU
CABLURI DE ENERGIE

Arie, A. ș.a. : **Contribuții la calculul regimurilor termice de funcționare a cablurilor de energie.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 5, iul 1978, p. 174

Se prezintă unele metode de calcul al regimului termic în cablurile de energie. Se dau exemple de calcul al regimurilor aplicate pe tipuri de cabluri de energie, care se produc în țară.

CZ 621.314

CONTACTOARE STATICE DE C.A.
PROCESE DE COMUTAȚIE

Rădoi, C. și *Lăzărescu, V.* : **Studiu pe model al proceselor de comutație în contactoarele statice cu sarcină complexă.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 5, iul 1978, p. 185

Se analizează regimurile de comutație în contactoarele statice monofazate cu sarcină complexă și se prezintă un aparat pentru studiul pe model al proceselor de comutație în circuitele de curent alternativ.

CRONICI

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. N. BOȚAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEUCEONICA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂTEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ;prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUȚ, prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU ; acad. prof. dr. st. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA“ (E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, mașini-unelte și mecanică fină, apare în cadrul *OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (O.I.D.)*, al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică, *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la *O.I.D.* București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 și 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu nr. 45–47, București, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAȚIA“*, București, str. Brezoianu nr. 23–25. C. 281, Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1976, conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă P.O. Box 136–137, telex 1226, str. 30 decembrie nr. 3 — București

DK 621–8 : 621.314

WENDESCHALTER
BREITMODULATION
REGELBARE ANTRIEBE

Topa, I. : **Die Steuerung der Wendeschalter mit Breitmodulation für regelbare Antriebe.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, Nr. 5, Juli 1978, S. 159

Es werden, vergleichsmässig, verschiedene Steuermethoden der Wendeschalter mit Breitmodulation, für regelbare Antriebe dargestellt, und die Vorteile der gleichmässigen Modulation hervorgehoben.

DK 621.957 : 621 – 567

MAGNETISCHE FLÜSSIGKEITEN
ZENTRIERUNG
DÄMPFUNG

Bădescu, V., Rezlescu, N., Bădescu, R., Luca, E. : **Die Verwendung magnetischer Flüssigkeiten bei der Zentrierung und Dämpfung der beweglichen Elemente.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, Nr. 5, Juli 1978, S. 165

Es werden einige theoretische und experimentelle Aspekte bei der Verwendung von magnetischen Flüssigkeiten bei der Zentrierung und Dämpfung beweglicher Elemente bei den elektrotechnischen Bestandteilen dargestellt.

DK 621.337.072

ELEKTRISCHE BREMSUNG
GLEICHSPANNUNGSVARIATOR
RÜCKGEWONNENE ENERGIE

Popovici, D. : **Die Berechnung der rückgewonnenen Energie bei der Bremsung der durch Impulse gesteuerten autonomen Fahrzeuge.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, Nr. 5, Juli 1978, S. 170

Die Arbeit zeigt das Prinzip einer Berechnungsmethode für die rückgewonnene Energie bei der Bremsung autonomer Fahrzeuge durch Stromregelung auf Grund der Bestimmung der mittleren rückgewonnenen Leistung, im Zusammenhang mit der Änderung der Fahrzeugs geschwindigkeit.

DK 621.315

STETIGER BETRIEB
NICHSTATIONATER BETRIEB
KRAFTSTROMKABEL

Arie, A. u.a. : **Beiträge zur Berechnung der thermischen Betriebs von Kraftstromkabeln.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, Nr. 5, Nr. 5, Juli 1978, S. 174

Es werden einige Berechnungsmethoden des thermischen Betriebs bei Kraftstromkabeln beschrieben. Es werden Berechnungsbeispiele für den Betrieb mehrerer Arten der im Land hergestellten Kraftstromkabeln dargestellt.

DK 621.314

STATISCHE KONTAKTGEBER FÜR
WECHSELSTROM
SCHALTVORGÄNGE

Rădoi, C., Lăzărescu, V. : **Die Untersuchung auf einen Modell der Schaltvorgänge bei statischen Kontaktgebern mit komplexer Belastung.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, Nr. 5, Juli 1978, S. 185

Es werden die Schaltvorgänge bei einphasigen statischen Kontaktgebern mit komplexer Belastung untersucht und ein Apparat zum Studium der Schaltvorgänge, auf einen Modell im Wechselstromkreis dargestellt.

CHRONIK

SUMMARY

DC 621.316.92 : 621.365 2

ELECTRIC ARC
ANALOG CIRCUIT
TRANSIENT REGIME

Adămuț, I. A., Török, I. : **Analog Computer Study of Electric Arc Stove Operating in Transient Regime.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, no. 5, July 1978, p. 149

The paper presents an analogic model for an electric arc stove bank. The transient regime of the stove and of the whole bank has been studied by means of this model in order to determine the influence of active and reactive power jumps on the electric current supply system. The model has been solved by an analogic computer MEDA 81 T connected with an iterative computer MEDA 41 TC. The results show that in the cases investigated there are no disturbring flicker phenomena.

DC 621.315. : 621.318.7

OPTIMAL FILTERS
DEFORMING REGIME

Voicu, M. : **Theoretical Problems Regarding the Time Variable Filters for Deforming Regime Optimal Compensation.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, no. 5, July 1978, p. 155

Starting from the author's foregoing results and from the assumption that the industrial electric network, the support of the deforming regime, is time variable, and that the internal additive disturbance, the conventional cause of the deforming regime, is a non-steady stochastic process, the paper presents a generalization of the synthesis of some time-variable filter for optimal compensation of the deforming regime in the industrial electric networks.

DC 621–8 : 621.314

INVERTERS
WIDTH MODULATION
CONTROLLABLE DRIVES

Topa, I. : **Control of Width Modulation Inverters for Controllable Drives.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, no. 5, July, 1978 p. 159

A comparative analysis of different control procedures of width modulation inverters for controllable drives, emphasising the advantages of uniform modulation, is presented.

DC 621.957 : 621 – 567

FERROFLUIDS
CENTRING
DAMPING

Bădescu, V., Rezlescu, N., Bădescu, R., Luca, E. : **Utilization of Ferrofluids for Centring and Damping of Mobil Equipments.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, no. 5, July 1978, p. 165

Some theoretical and experimental aspects on utilization of ferrofluids for centring and damping of mobil equipments from electrotechnic components are given.

DC 621.337.072

ELECTRIC BRAKING
D. C. VOLTAGE VARIATOR
RECOVERED ENERGY

Popovici, D. : **Calculation of Energy Recovered When Braking Pulse Controlled Automatic Vehicles.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, no. 5, July 1978, p. 170

The paper given the principle of a method for calculating the electrical energy recovered when braking the automatic vehicles with current adjustment, based on the determination of the mean recovered energy correlated with the variation of the vehicle speed.

DC 621.315

PERMANENT REGIME
TRANSIENT REGIME
POWER CABLES

Arie, A. and others : **Contributions to the Calculation of Power Cables Operating Thermal Regimes.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, no. 5, Juli 1978, S. 174

Some methods for calculating the thermal regimes in power cables are presented. Examples of calculating the regimes applied in power cable types made in Romania, are given.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.316.92 : 621.365.2

ДУГА ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ
ВЫЧИСЛИТЕЛЬ АНАЛОГОВЫЙ
РЕЖИМ ПЕРЕХОДНЫЙ

Адэмуц, И. А., Тёрёк, И.: **Изучение на вычислительной аналоговой машины действия дуговых электропечей в переходном режиме.**

Е.Е.А. **Electrotehnica 26**, nr. 5, июль 1978, стр. 149

В работе представлена аналоговая модель для батареи печи с электрической дугой. При помощи модели исследовался переходный режим печи и всей батареи, для определения влияния скачков активной и реактивной мощности на распределительную цепь электроэнергии. Решение модели было проведено на аналоговой вычислительной машине МЕДА 8 М присоёдиненной к итеративной вычислительной машине МЕДА 41 ТЧ. Результаты показывают, что в исследованных случаях не появляются зловредные явления фликер.

УДК 621.316 : 621.318.7

ФЛИЛЬТРЫ ОПТИМАЛЬНЫЕ
РЕЖИМ ДЕФОРМИРУЮЩИЙ

Войку, М.: **Теоретические вопросы относительно вычисления варьирующи хфильтров для оптимальной компенсации дефомирующего режима.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 26**, nr. 5, июль 1978, стр. 155

Исходя от предыдущих полученных результатов и от предложения, что промышленная электрическая цепь-местонахождение деформирующего режима, — является варьирующий, и что внутренняя аддитивная пертурбация — условное условие деформирующего режима — стохастический нестационарный процесс, представляется обобщение синтеза варьирующих фильтров для оптимальной компенсации деформирующего режима в промышленных электрических сетях.

УДК 621.8 : 621.314

ИНВЕРТОРЫ
МОДУЛЯЦИЯ ШИРИНЫ
ПРИВОДЫ РЕГУЛИРУЮЩИЕСЯ

Цопа, И.: **Управление инверторами с модуляцией ширины для регулирующихся приводов.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 26**, nr. 5, июль 1978, стр. 159

Сравнительно анализируются различные обзоры управления инверторами с модуляцией ширины для регулирующихся приводов, подчеркивая превосходства разномерной модуляции.

УДК 621.958 : 621 – 567

ФЕРРОТЕКУЧИЙ
ЦЕНТРИРОВАНИЕ
АМОРТИЗАЦИЯ

Бэдеску, В., Резлеску, Н., Бэдеску, Р., Лука, Е.: **Использование ферротекучих в центрировании и амортизации передвижных экипажей.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 26**, nr. 5, июль 1978, стр. 165

Представлено несколько теоретических и экспериментальных аспектов относительно использования ферротекучих в центрировании и амортизации передвижных элементов из электротехнических составляющих.

УДК 621.337.072

ТОРМОЖЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ
ВАРЬАТОР ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ
ЭНЕРГИЯ РЕКУПЕРИРОВАНИЯ

Попович, Д.: **Вычисление рекуперированной энергии при торможении автономных средств передвижения управляемых импульсами.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 26**, nr. 5, июль 1978, стр. 170

В работе показаны принципы вычислительного метода рекуперированной электроэнергии при торможении автоматических средств передвижения с регулированием тока, на основе определения средней рекуперированной мощности в кореляции с вариацией скорости средства передвижения.

УДК 621.315

РЕЖИМ ПОСТОЯННЫЙ
РЕЖИМ ПЕРЕХОДНЫЙ
КАБЕЛИ ЭНЕРГИИ

Арие, А. и др.: **Вклад в вычисление термических режимов функционирования кабелей энергии.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 26**, nr. 5, июль 1978, стр. 174

Представлены некоторые вычислительные методы термического режима в кабелях энергии. Даются примеры вычисления применяемых режимов на кабелях энергии, которые изготовляются в стране.

УДК 621.314

КОНТАКТОРЫ СТАТИЧЕСКИЕ П.Т.
ПРОЦЕССЫ КОММУТАЦИИ

Рэдой, К., Лэзареску, В.: **Изучение коммутационных процессов на модели в статических контакторах с комплексным зарядом.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 26**, nr. 5, июль 1978, стр. 185

В работе проанализированы режимы коммутации в однофазных статистических контакторах с комплексной нагрузкой. Был осуществлен прибор для исследования на модели коммутационных процессов в цепях переменного тока.

ХРОНИКИ

INHALT

DK 621.316.92 : 621.365.2

LICHTBOGEN
ANALOGRECHNER
NICHTSTATIONÄRER BETRIEB

Adămuț, I. A., Török, I.: **Die Untersuchung des Betriebs von Lichtbogenöfen im nichtstationären Betrieb, mit Hilfe von Analogrechnern.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, Nr. 5, Juli 1978, S. 149

Die Arbeit zeigt ein analogisches Model für einen Lichtbogenofenblock. Auf Grund des Modells, wurde der nichtstationäre Betrieb eines einzelnen Ofens sowie des ganzen Ofenblocks untersucht, zur Feststellung des Einflusses von Wirkleistungs-und Blindleistungssprüngen auf das Verteilungsnetz elektrischer Energie.

Die Lösung des Modells wurde auf den Analogrechner MEDA 81 T, in Zusammenkopplung mit den iterativen Rechner MEDA 41 TC erreicht. Die Ergebnisse zeigen, dass in den untersuchten Fällen keine störenden Flickererscheinungen festgestellt wurden.

DK 621.316 : 621.318.7

OPTIMALE FILTER
VERZERRUNGSBETRIEB

Voicu, M.: **Theoretische Probleme der Bestimmung der für die optimale Dämpfung des Verserrungsbetriebes zeitvarianten Filter.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, Nr. 5, Juli 1978, S. 155

Der Aufsatz beschreibt, aus Grund einiger vorher erhaltenen Ergebnisse und der Hypothese, dass das elektrische industrielle Netzwerk, Sitz des Verzerrungsbetriebes, zeitvariant ist und das die innere summierende Störung, die formelle Ursache des Verzerrungsbetriebes, ein stochastisch nicht stationärer Prozess ist. Es wird eine Verallgemeinung der für die optimale Dämpfung des Verzerrungsgebietes zeitvarianten Filter dargestellt.

DC 621.314

A. C. STATIC SWITCHES
SWITCHING PROCESSES

Rădoi, C. and *Lăzărescu, V.* : **Study of a Model of the Switching Processes in the Complex Loaded Static Switches.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, no. 5, July 1978, p. 185

The paper deals with the switching state in the complex loaded monophasic static switch. In order to study switching processes in a.c. circuits, the authors have built a device described further.

CHRONICLE

S O M M A I R E

CD 621.316.92 : 365.2

ARC ELECTRIQUE
CALCULATEUR ANALOGIQUE
REGIME TRANSITOIRE

Adămuț, I. A., Török, I. : **L'étude à l'aide des calculateurs analogiques du fonctionnement des fours électriques à arc en régime transitoire.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 5, iul. 1978, p. 149

Dans l'article on présente un modèle analogique pour une batterie de fours à arc électrique. A l'aide du modèle on a étudié le régime tranzitoire d'un four et celui de la batterie en entier, afin de déterminer l'influence des impulsions de puissance active et réactive sur le réseau de distribution de l'energie électrique. La solution du modèle a été obténue à l'aide du calculateur analogique MEDA 81 T couplé avec le calculateur ittératif MEDA 41 TC. Les résultats rélèvent l'inexistance des phénomènes fâcheux de flicker dans les situations etudiées.

CD 621.316 : 621.318.7

FILTRES OPTIMAUX
REGIME DEFORMANT

Voicu, M. : **Problèmes théoriques concernant le calcul des filtres variables en temps pour la compensation optimale du régime déformant.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 5, iul. 1978, p. 155

En partant des résultats antérieurs obtenus par l'auteur et de l'hypotèse que le réseau électrique industriel, siège du régime déformant, varie en fonction de temps et de l'hypotèse que la perturbation interne additive, la cause conventionelle du régime déformant, est un processus stochastique nonstationnaire, on présente une généralisation de la synthèse des filtres variables en temps pour la compensation optimale du régime déformant des réseaux électrique industriels.

CD 621–8 : 621.314

ONDULEURS
MODULATION EN LARGEUR
ACTIONNEMENTS REGLABLES

Țopa, I. : **La commande des onduleurs avec modulation en largeur pour les actionnements reglables**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 5, iul. 1978, p. 159

On analyse comparativement des procédés diférents de commande des onduleurs avec modulation en largeur pour l'actionnements reglables, en soulignant les avantages de la modulation uniforme.

CD 621.957 : 621–567

FERROFLUIDE
CENTRAGE
AMORTISSEMENT

Bădescu, V., Rezlescu, N., Bădescu, R., Luca, E. : **L'utilisation des ferrofluides dans le centrage et l'amortissment des équipements mobiles.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 5, iul. 1978, p. 165

On présente quelques aspects théoriques et expérimentaux concernant l'utilisation des ferrofluides au centrage et à l'amortissement des élements mobiles des composants électrotechniques.

CD 621.337.612

FREINAGE ELECTRIQUE
VARIATEUR DE TENSION CONTINUE
ENERGIE RECUPERÉE

Popovici, D. : **Le calcul de l'énergie récupérée au freinage des vehicules autonomes commandés par impulsions.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 5, iul. 1978, p. 170

Dans l'ouvrage on fait remarqué le principe d'une methode de calcul de l'énergie électrique récupérée au freinage des véhicules autonomes avec le reglage du courant, fondé sur la détermination de la puissance moyenne récupérée en corrélation avec la variation de la vitesse du véhicule.

CD 621.315

REGIME PERMANENT
REGIME TRANSITOIRE
CÂBLES D'ENERGIE

Arie, A. ș.a. : **Contribution au calcul des régimes thermiques du fonctionnement des câbles d'energie.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 5, iul. 1978, p. 174

On présente des méthodes pour le calcul du régime thermique dans le câbles d'énergie. On donne des exemples de calcul des régimes appliqués aux catégories des câbles d'énergie, produites dans notre pays.

CD 621.314

CONTACTEURS STATIQUES DE COURANT ALTERNATIF
PROCESSUS DE COMMUTATION

Rădoi, C. și Lăzărescu, V. : **Etude des processus de commutation dans les contacteurs statiques avec une charge complexe à l'aide d'un modèle.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 5, iul. 1978, p. 185

On analyse les régimes de commutation dans les contacteurs statiques monophasés avec une charge complexe et on présente un appareil pour l'étude des processus de commutation dans les circuits de courant alternatif, à l'aide d'un modèle.

CHRONIQUES

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Electrotehnica nr. 5

CZ 621.316.92 : 621.365.2

ARC ELECTRIC
CALCULATOR ANALOGIC
REGIM TRANZITORIU

Studiul pe calculatoare analogice al funcţionării cuptoarelor electrice cu arc în regim tranzitoriu

ADĂMUŢ IOSIF, TÖRÖK IOAN * — BUCUREŞTI

Producţia de oţel în accelerată ascensiune se obţine prin utilizarea unor cuptoare electrice cu arc de foarte mare capacitate, alimentate cu energie electrică de la sistemele electroenergetice naţionale. Procesul de topire electrică a încărcăturii de metal a cuptorului este caracterizat printr-un regim de funcţionare cu variaţii bruşte de la scurtcircuit la gol, cu o frecvenţă de la 1 la 8 Hz. Aceste salturi bruşte de la $S = 0$ la $S = 100...150$ MVA, cu o frecvenţă perturbatoare de 3...8 Hz provoacă variaţii de tensiune care dacă depăşesc $\Delta u = \pm 0{,}5\%$ devin supărătoare pentru iluminat, îndeosebi. Acest fenomen este denumit flicker [1,2].

În acest articol se prezintă tensiunile şi curenţii tranzitorii din reţea la funcţionarea bateriilor de cuptoare electrice gigant, studiu efectuat pe un grup de calculatoare analogice clasice şi semihibride de tip MEDA.

1. Datele problemei

Schema electrică a subsistemului analizat este reprezentată în figura 1 [3].

Bateria de cuptoare electrice este racordată la o bară proprie de 35 kV, iar printr-un transformator de 160 MVA este alimentată din sistemul electroenergetic de 220 kV. Variaţia de sarcină reactivă atinge, în regimul de topire, valori de 80...90 Mvar (200%) la un cuptor de 100 t cu transformator de 45 MVA şi de 110—120 Mvar (230%) la funcţionarea simultană a întregii secţii [1, 2, 6].

2. Schema echivalentă, s-a calculat pentru fiecare element al schemei la tensiunea sa nominală (fig. 2a). Elementele avînd tensiunile de 220 ; 35 ; 230 şi 0,5915 kV s-au redus la tensiunea treptei de 35 kV (fig. 2b).

Formulele de calcul (1) ... (15) sînt date în tabelul 1. Parametrii liniei utilizaţi în calculul schemei sînt indicaţi în tabelul 2.

Parametrii altor elemente concentrate ale schemei sînt daţi în tabelul 3.

Rezistenţele arcului la diverse sarcini reactive ale cuptorului de 45 MVA sînt calculate

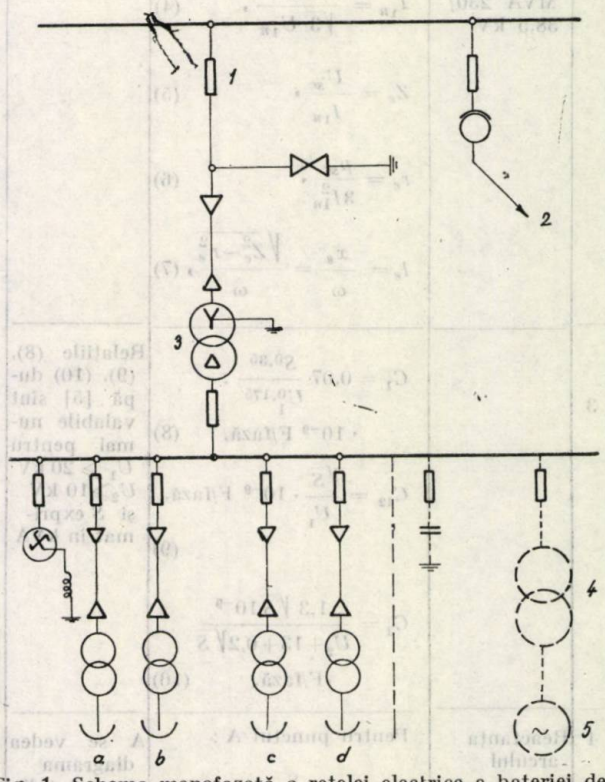


Fig. 1. Schema monofazată a reţelei electrice a bateriei de cuptoare studiate : $S_{k\min} = 3\,450$MVA ; $S_{k\max} = 5\,850$ MVA. Variante studiate : 1 170 ; 1 680 ; 2 800 ; 4 000 MVA : 1—2 km linie aeriană ; 2—spre uzina de laminare ; *a* ; *b* ; *c* ; *d*—cuptoare de 100 t ; 100 t ; 50 t ; 10 t, adică 45 ; 45 ; 25 ; 6,25 MVA ; 3—transformator de 160 MVA ; 4. transformator de 63 MVA ; 5—grup de 60 MVA.

în tabelul 4, iar la toate cuptoarele pentru $\cos\varphi = 0{,}707$, în tabelul 5.

Schema de calcul simplificată folosită în calcul este reprezentată în figura 3.

3. Programarea pe calculatorul analogic

Ecuaţiile de funcţionare

Prin aplicarea teoremelor Kirchhoff schemelor din figura 3, rezultă :

$$\frac{di_K}{dt} = \frac{1}{L_1}(u_{K-1} - u_K) - \frac{R_K}{L_K} i_K, \ (K = 1, 2), \quad (16)$$

* Dr. ing. *Adămuţ, I. A.* este cercetător ştiinţific principal iar ing. *Török, I.* — cercetător la ICPE — Bucureşti

Tabelul 1

Nr. crt.	Elementul schemei	Formule de calcul	Observaţii
1	Sistemul electroenergetic de 220 kV	$R_s = K.x_s$, $K = 0{,}05$, (1)	
		$Z_s = \frac{U_f^2}{S_K}$, (2)	
		$L_s = \frac{U_f^2}{\omega S_K \sqrt{1 + K^2}}$, (3)	
2	Trafo 100 MVA 230/38,5 kV	$I_{1n} = \frac{S_n}{\sqrt{3}\, U_{1n}}$, (4)	
		$Z_e = \frac{U_{sc}}{I_{1n}}$, (5)	
		$r_e = \frac{p_{sc}}{3I_{1n}^2}$, (6)	
		$l_e = \frac{x_s}{\omega} = \frac{\sqrt{Z_e^2 - r_e^2}}{\omega}$, (7)	
3		$C_1 = 0{,}07 \frac{S^{0,35}}{U_1^{0,175}} \cdot 10^{-9}$ F/fază, (8)	Relaţiile (8), (9), (10) după [5] sînt valabile numai pentru $U_1 \geqslant 20$ kV $U_2 \geqslant 10$ kV şi S exprimat în kVA
		$C_{12} = \frac{\sqrt{S}}{U_1} \cdot 10^{-9}$ F/fază, (9)	
		$C_2 = \frac{1{,}3\sqrt{S}10^{-9}}{U_2 + 13 + 0{,}2\sqrt{S}}$ F/fază. (10)	
4	Reactanţa arcului	Pentru punctul A : $P = Q = \frac{S}{\sqrt{2}}$; (11)	A se vedea diagrama cercului din figura 5, după [2]
		$\cos \varphi = 0{,}707$. Pentru punctul cc : $Q_{sc} \simeq 2Q \cos \varphi = 0{,}707$, (12)	
		$R_{arc} = \frac{P}{3I^2}$, (13)	
		$L_{arc} = \frac{Q}{3\omega I^2}$. (14)	
5	Bateria de condensatoare	$C = \frac{Q}{\omega U^2}$. (15)	

$$\frac{du_K}{dt} = \frac{1}{C_K}(i_K - i_{K+1}), \quad (K = 1, 2), \quad (17)$$

$$\frac{di_3}{dt} = \frac{1}{L_3'} u_2 - \frac{R_3'}{L_3'} i_3 \text{ ; cu : } R_3' = R_3 + R_4 \text{ şi } L_3' = L_3 + L_4. \quad (18)$$

Ecuaţiile în mărimi maşină

S-au efectuat prin metoda normării variabilelor, folosind relaţiile :

$$\tilde{i} = \frac{i}{i_{max}}; \quad \tilde{u} = \frac{u}{u_{max}}; \quad \frac{d\tilde{i}}{dt} = \max\left[\frac{di}{dt}\right]; \quad \frac{d\tilde{u}}{dt} = \max\left[\frac{du}{dt}\right], \quad (19)$$

$$\tau = M_t \cdot t. \quad (20)$$

S-au obţinut ecuaţiile calculatorului :

$$\frac{du}{d\tau} = \alpha_K(\tilde{u}_{K-1} - \tilde{u}_K) - \beta_K \tilde{i}_K; \quad (K = 1, 2), \quad (21)$$

$$\frac{d\tilde{u}_K}{d\tau} \gamma_K(\tilde{i}_K - \tilde{i}_{K+1}); \quad (K = 1, 2), \quad (22)$$

$$\frac{d\tilde{i}_3}{d\tau} = \alpha_2 u_2 - \beta_3 i_3. \quad (23)$$

Cu $i_{max} = 5\,000$ A ; $u_{max} = 50\,000$ V ; $M_t = 100$ coeficientul de scală a timpului :

$$\alpha_K = \frac{10^{-1}}{L_K}; \quad \beta_K = \frac{R_K}{L_K} 10^{-2}; \quad \gamma_K = \frac{1}{C_K} 10^{-3}. \quad (24)$$

Tensiunea de alimentare u s-a determinat cu ecuaţia :

$$\frac{d^2u}{dt^2} + \omega^2 u = 0, \quad (25)$$

unde ω este pulsaţia.

Schema-program şi de comandă

Ecuaţiile (21)...(24) s-au rezolvat pe un calculator MEDA 81 T, figura 4.

Ecuaţia (25) este rezolvată cu ajutorul integratoarelor 10 şi 11 şi al inversorului 5. Coeficienţii sînt fixaţi prin potenţiometrele 29 şi 28. Măsurătorile s-au făcut folosindu-se o amplitudine a sinusoidei de 2 V, valoare care se fixează cu potenţiometrul 27.

Integratoarele 1, 3, 5, 6, 7 şi 8 cu potenţiometrele aferente rezolvă ecuaţiile curenţilor (21), valorile potenţiometrelor fiind date de relaţiile (24) şi anume : 11, 12, 21, 22, 31, 51, 41, 61, 63, 64, 33, 53 şi 43 de α, iar : 13, 23, 32, 52, 42, 62, 44, 65, 34, 54 de β. Ecuaţiile tensiunilor (22) sînt rezolvate pe integratoarele 2 şi 4 şi potenţiometrele 14, 15, 24, 35, 25, 55 ale căror valori sînt date de relaţia (24), γ.

În cazul în care se consideră existenţa condensatoarelor de compensare, cuplarea alternativă a potenţiometrelor 35 şi 55 este realizată de comutatoarele $K4$ şi $K'4$ comandate împreună.

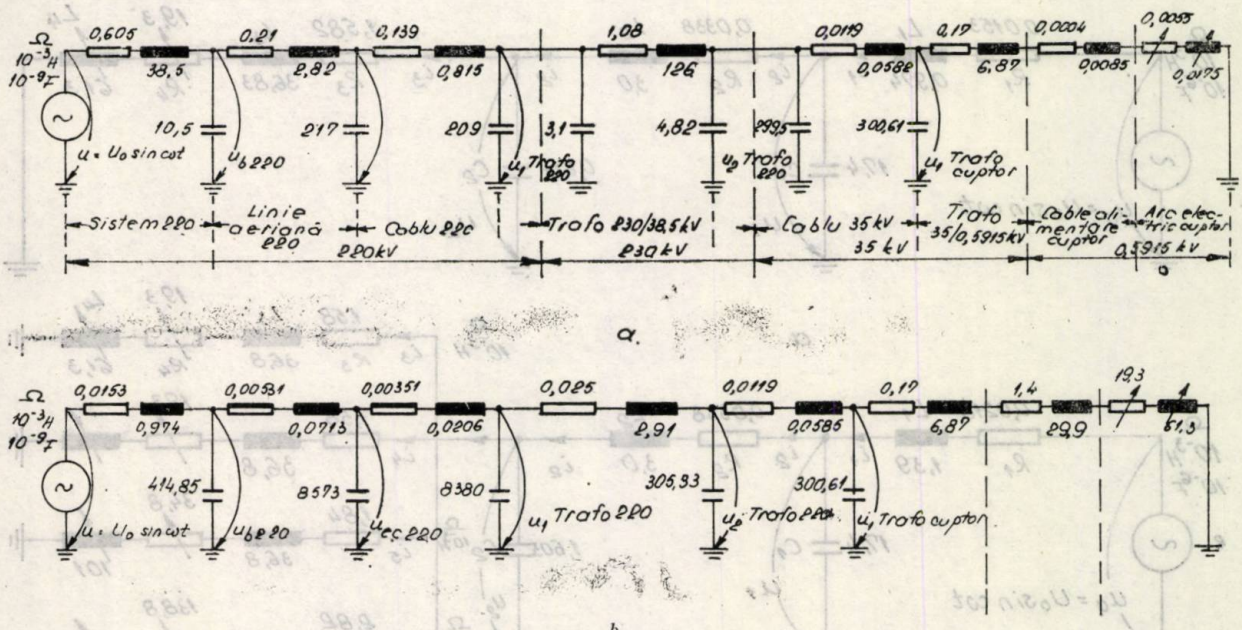


Fig. 2. Schema electrică detaliată a rețelei de alimentare a unui cuptor de 100 t.

Tabelul 2

Nr. crt.	Elemenul schemei	r_0 Ωkm^{-1}	x_0 Ωkm^{-1}	l_0 Hkm^{-1}	c_0 Fkm^{-1}	Obs.
1	Linie aeriană de 220 kV	0,105	0,446	$0,142 \cdot 10^{-3}$	$0,5 \cdot 10^{-6}$	după [4]
2	Cablu de 220 kV	0,073	—	$0,457 \cdot 10^{-3}$	$0,4 \cdot 10^{-6}$	
3	Cablu de 35 kV	0,0732	—	$0,359 \cdot 10^{-3}$	$0,4 \cdot 10^{-6}$	

Tabelul 3

Nr. crt.	Elementul schemei		Obs.
1	Autotransformatorul de 200 MVA 220 kV	$C = 2 \cdot 10^{-9}$ F/fază	
2	Bobina de stingere 35 kV	$C = 0,5 \cdot 10^{-9}$ F/fază	după [3]
3	Trafo. 60 MVA 35/10,5 kV al compensatorului sincron	$C = 1,62 \cdot 10^{-9}$ F/fază $C = 7 \cdot 10^{-9}$ F/fază $C = 5,1 \cdot 10^{-9}$ F/fază	după [3]
4	Bateria de condensatoare	$C = 78,104 \cdot 10^{-6}$ F $C = 156,6 \cdot 10^{-5}$ F	la Q_r = =30 MVAR la Q_r = =60 MVAR
5	Cabluri alimentare trafo-cuptor		
	— 100 t (45 MVA)	$x = (0,4 + j\,2,67) \cdot 10^{-3}$	după [3]
	— 50 t (25 MVA)	$x = (0,4 + j\,3,16) \cdot 10^{-3}$	
	— 10 t (6,25 MVA)	$x = (0,4 + j\,3,5) \cdot 10^{-3}$	

Integratoarele 5, 6, 7 și 8 modelează fiecare cîte o sarcină variabilă în trepte. La intrarea acestora s-au folosit perechi de potențiometre

Tabelul 4

Reactanțele arcului la cuptorul de 45 MVA, la 35 kV

Mvar	MW	MVA	A	Karc	cup.	10^{-3} H	10^{-3} H
31,8	31,8	45	741	19,3	20,88	61,3	98,1
50	25,7	56,2	927	9,97	11,552	61,7	98,5
60	10,5	61	1 005	3,5	4,082	63,6	100,4
90	10,5	91	1 500	1,555	3,137	42,5	79.3
126	10,5	126,4	2 080	0,81	2,392	30,9	61,7

calculate cu ajutorul formulelor lui α și β, fiecare potențiometru din pereche modelînd o anumită putere consumată.

Comutarea potențiometrelor s-a realizat cu comutatoarele $K1$, $K'1$, $K2$, $K'2$, $K3$, $K'3$, care sînt montate cîte două pe modulele comparatoare $TZK1$.

Comanda comutatoarelor s-a efectuat cu ajutorul generatorului sinusoidal format din integratoarele 12, 13, inversorul 7 și potențiometrele 1, 4, 3 și 5. Generatorul lucrează pe frecvența caracteristică pentru flicker.

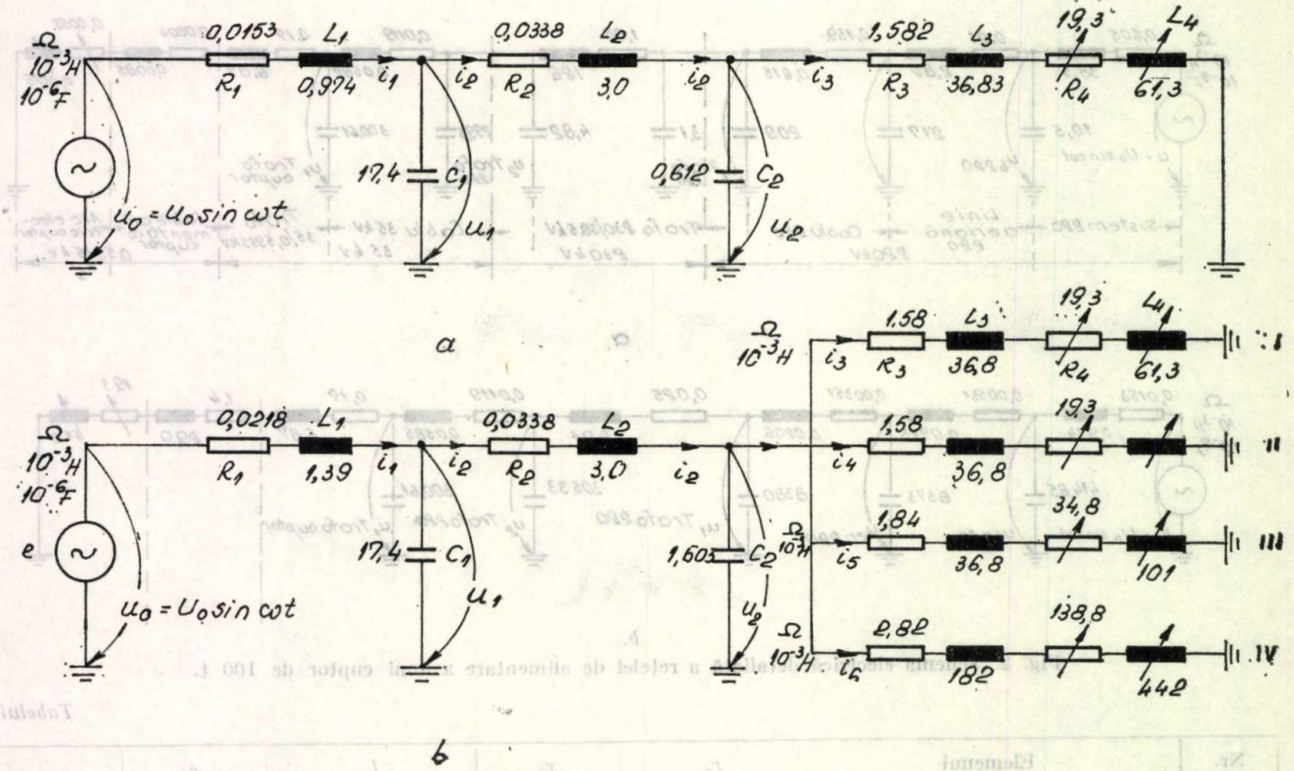


Fig. 3. Schema echivalentă simplificată a rețelei de alimentare : a — pentru un cuptor ; b — pentru 4 cuptoare ; I — cuptorul nr. 1 ; II — cuptorul nr. 2 ; III — cuptorul nr. 3 ; IV — cuptorul nr. 4.

Tabelul 5

Reactanțele arcului la diversele cuptoare, la 35 kV pentru cos φ = 0,707

S MVA	Q Mvar	P MW		R arc	R_t	10^{-3} H	10^{-3} H	Lt 10^{-3} H
45	31,8	31,8	1,58	19,3	20,88	36,8	61,3	98,1
25	17,7	17,7	1,84	34,80	36,64	47,1	101	148,1
6,25	4,42	4,42	2,81	138,8	141,62	182,1	442	624,1

Comutarea comparatoarelor se face la trecerea tensiunii de comandă prin „0" astfel că, sarcina variază în trepte cu frecvența impusă de 5 Hz.

Tensiunea la bara de 220 kV se obține la ieșirea integratorului 2.

Tensiunea la bara de 35 kV se obține la ieșirea integratorului 4.

Curentul de sarcină cu semn schimbat s-a măsurat la ieșirea integratorului 3 (cînd se cuplează o singură sarcină).

În cazul cuplării celor 4 sarcini s-a măsurat curentul care circulă la 220 kV, la ieșirea integratorului 1, iar curentul total de sarcină s-a măsurat la ieșirea inversorului 4.

4. Rezultate

Rezultate metodologice

Unul din scopurile principale ale acestui studiu a fost acela de a dovedi oportunitatea utilizării calculatoarelor analogice la proiectarea rețelei electrice a uzinelor metalurgice cu cuptoare electrice în scopul optimizării ei.

Diagramele înregistrate direct pe calculator arată variația tensiunilor și a curenților în regim de variații bruște ale sarcinii reactive : prima la funcționarea întregii baterii, cuptoarele de 45 MVA avînd salturile de la punctul A din figura 5, la punctul cc și chiar dincolo de el, Q_{sc} = 90 Mvar, respectiv 126 Mvar — salturi simultane ; a doua diagramă reprezintă cazul unui singur cuptor de 45 MVA cu saltul de la Q = 31,8 Mvar, la 90 Mvar. Se observă efectul nociv al acestor șocuri care provoacă variații de tensiune de 2% și de 1,2%, pe bara de 220 kV și 5%, respectiv 2,5%, pe bara de 35 kV, valori mult mai mari decît cele admise ± 0,5%.

Variațiile obținute pe calculatorul analogic sînt practic similare cu cele indicate în lucrarea [1] („Oscilograme la frecvențe ale flickerului f_m în domeniul de la 1 pînă la 6 Hz", puterea de scurtcircuit S'_{KA} = 1,68 GVA, saltul de curent $\Delta i = \pm 0{,}3\ I_{med}$).

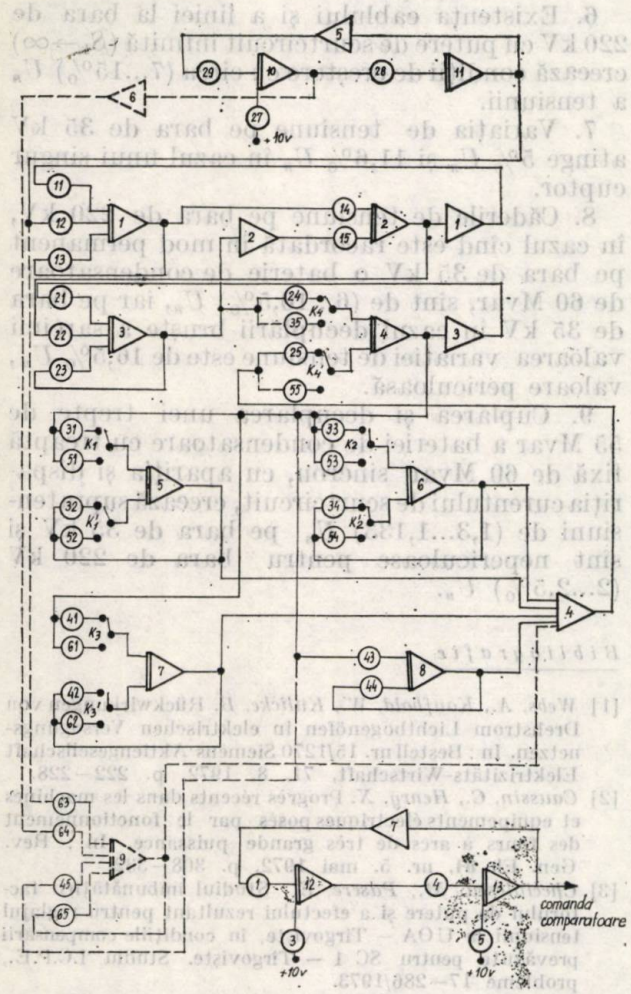


Fig. 4. Schema de programare analogică și de comandă.

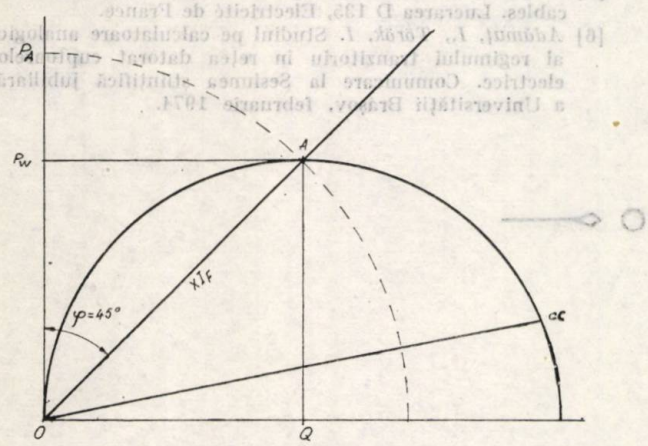


Fig. 5. Diagrama sumară de funcționare a unui cuptor electric cu arc, după [2].

Rezultate practice :

Toate cuptoarele bateriei în regim de topire la puterea nominală $\cos \varphi = 0{,}707$.

Cu o rezistență de arc de $5{,}5 \cdot 10^{-3}\ \Omega$ la cuptorul de 45 MVA, și tensiunea de 0,5145 kV, considerînd egale cu 1 amplitudinea tensiunii sistemului de putere infinită și amplitudinea curentului de sarcină nominală, $S = 121{,}25$ MVA, pentru $S_K = 5{,}85$ GVA s-au obținut valorile din tabelul 6.

Tabelul 6

Nr. crt.	S_k GVA	U_{220} kV val. rel.	U_{35} kV val. rel.	i_{220} kV val. rel.	i_{sarc} val. rel.
1	5,85	1,15	1,1	0,95	1
2	3,45	1,07	0,99	0,82	0,89

Din valorile mărimilor din tabelul 6 rezultă următoarele :

a — tensiunea pe bara de 220 kV crește, datorită capacității mari racordată la ea — linia și cablul de 220 kV ;

b — tensiunea barei de 35 kV este cu 8...11% mai mică decît a barei de 220 kV, datorită impedanței longitudinale dintre ele ;

c — pe măsura scăderii puterii de scurtcircuit a sistemului, curenții de sarcină descresc cu circa 11%, iar cei ai sistemului, cu 13% ;

d — curentul absorbit din sistem este mai mic decît curentul de sarcină datorită efectului capacitiv al liniei și cablului de 220 kV.

Funcționarea cuptoarelor în regim de topire cu variații bruște de sarcină, regim de scurtcircuit și regim de avarie

Din analiza rezultatelor se observă următoarele :

A. *În cazul funcționării fără compensare* :

a — la bara de 220 kV variația de tensiune datorită flickerului este, în general, cuprinsă în limitele a 0,5%...1% ;

b — variațiile mai mari de tensiune la 220 kV de 1,2% au loc la puterea minimă de scurtcircuit ;

c — funcționarea tuturor cuptoarelor creează condiții mult mai stabile decît funcționarea unui singur cuptor 1% față de 2% ;

d — variația sarcinii de la „0" la maxim în cazul unui singur cuptor produce variații de tensiune foarte mari, de ordinul 7% ;

e — variațiile de tensiune pe bara de 35 kV datorită flickerului sînt mult mai mari decît pe bara de 220 kV, ajungînd la 5% în cazul funcționării a 4 cuptoare și la 11,6% la funcționarea unui singur cuptor ;

f — curenții relativi în bara de 220 kV sînt mai mici decît cei în sarcină cu 0...15% ;

g — puterea mai mare a sistemului reduce variația de tensiune.

B. *În cazul funcționării cu compensare*

a — variația de tensiune pe bara de 220 kV ajunge la 2%, în cazul $S_k = S_{k\max} = 5{,}85$ GVA ; și la 2,5% pentru $S_k = S_{k\min} = 3{,}45$ GVA ;

b — curenții în bara de 220 kV sînt mult mai mici decît curenții sarcinii ;

c — tensiunea pe bara de 35 kV are supratensiuni, atingînd 1,3 ;

d — curenţii prin condensatoare depăşesc curentul de sarcină cu circa 30% din curentul la sarcina nominală.

C. *În cazul funcţionării în regim de avarie*

La deconectarea completă a sarcinii, bateria de condensatoare rămînînd conectată la bare, tensiunea la bara de 220 kV este sub limita admisă — 1,05, pentru $S_k = 5{,}85$ GVA şi creşte cu 6% în cazul cînd $S_k = 3{,}45$ GVA, iar la bara de 35 kV are depăşiri de 16,5%, respectiv 11%. Curentul prin condensatoare rămîne la valori normale, ca şi cel din bara de 220 kV, care însă, la decuplarea sau cuplarea sarcinii, are şocuri de aproape 200%.

5. Concluzii

1. Studiul funcţionării unei baterii de cuptoare electrice de mare capacitate se poate efectua cu suficientă precizie pe un calculator analogic.

2. Supleţea calculatorului analogic permite a se analiza cele mai diverse regimuri, creînd condiţii pentru optimizarea soluţiei de proiectare aleasă.

3. Variaţia de tensiune pe bara de 220 kV, datorită flickerului de 5 Hz şi $\Delta i = 71\%$ se situează în limite acceptabile $\Delta u \leqslant 0{,}5\%$, pentru puterile de scurtcircuit ale sistemului în punctul respectiv, 5,85 ... 3,45 GVA, la funcţionarea întregii secţii (4 cuptoare cu arc).

4. În cazul funcţionării unui singur cuptor de 100 t variaţia de tensiune este de $(2-7\%)U_n$, depăşind cu mult procentul admis $(0{,}5\%)\ U_n$, făcînd necesară evitarea funcţionării în acest mod.

5. Variaţia de tensiune scade cu creşterea puterii de scurtcircuit ; curentul sarcinii în schimb creşte odată cu aceasta.

6. Existenţa cablului şi a liniei la bara de 220 kV cu putere de scurtcircuit infinită ($S_k \to \infty$) creează condiţii de creştere cu circa (7...15%) U_n a tensiunii.

7. Variaţia de tensiune pe bara de 35 kV atinge 5% U_n şi 11,6% U_n în cazul unui singur cuptor.

8. Căderile de tensiune pe bara de 220 kV, în cazul cînd este racordată în mod permanent pe bara de 35 kV o baterie de condensatoare de 60 Mvar, sînt de (6...10,5%) U_n, iar pe bara de 35 kV în cazul decuplării bruşte a sarcinii valoarea variaţiei de tensiune este de 16,5% U_n, valoare periculoasă.

9. Cuplarea şi decuplarea unei trepte de 55 Mvar a bateriei de condensatoare cu treaptă fixă de 60 Mvar sincron, cu apariţia şi dispariţia curentului de scurtcircuit, creează supratensiuni de (1,3...1,133) U_n pe bara de 35 kV şi sînt nepericuloase pentru bara de 220 kV (2...2,5%) U_n.

Bibliografie

[1] *Webs, A., Kaufhold, W., Kulicke, B.* Rückwirkungen von Drehstrom Lichtbogenöfen in elektrischen Versogungsnetzen. In : Bestell nr. 15/1270 Siemens Aktiengesellschaft Elektrizitäts-Wirtschaft, 71, 8, 1972, p. 222—228.

[2] *Caussin, C., Henry, X.* Progrès récents dans les machines et equipements électriques posés par le fonctionnement des fours à arcs de très grande puissance. In : Rev. Gen. El. **81**, nr. 5, mai 1972, p. 308—332.

[3] *Checiuleseu, M., Pasere, E.* Studiul îmbunătăţirii factorului de putere şi a efectului rezultant pentru reglajul tensiunii la UOA — Tîrgovişte, în condiţiile compensării prevăzute pentru SC 1 — Tîrgovişte. Studiu I.C.P.E., probleme 17—286/1973.

[4] *Hammarlund, P.* Vostanavlivaiuşciesea napreajenia na kontaktah vîkliuceateleah. Moskva, Gosenergoizdat 1956.

[5] *Magnien, M.* Caracteristique électriques des lignes et de cables. Lucrarea D 135, Electricité de France.

[6] *Adămuţ, I., Török, I.* Studiul pe calculatoare analogice al regimului tranzitoriu în reţea datorat cuptoarelor electrice. Comunicare la Sesiunea ştiinţifică jubiliară, a Universităţii Braşov, februarie 1974.

CZ 621.316 : 621.318.7

FILTRE OPTIMALE
REGIM DEFORMANT

Probleme teoretice privind calculul filtrelor variante pentru compensarea optimală a regimului deformant

MIHAIL VOICU* — IAŞI

Introducere

Acest articol urmează firesc, după [1—4], constituind un pas spre generalizarea sintezei filtrelor pentru compensarea optimală a regimului deformant din reţelele electrice industriale.

În [1] s-a considerat că reţeaua electrică industrială, sediu al regimului deformant, este pseudoinvariantă. Aceasta a fost, de altfel, premisa care a permis sinteza filtrelor optimale de compensare a regimului deformant ca filtre liniare pseudoinvariante şi elaborarea algoritmului de acordare autooptimală a acestor filtre.

În lucrarea de faţă se porneşte de la ipoteza că reţeaua electrică industrială este variantă în timp, iar mărimea de intrare şi perturbaţia internă, aditivă a receptorului deformant, sînt procese stochastice nestaţionare.

1. Ecuaţiile regimului deformant

Pentru elaborarea ecuaţiilor regimului deformant şi pentru obţinerea schemei electrice echivalente a reţelei electrice industriale, ca sediu al regimului deformant, se procedează ca în [1], pe baza aceloraşi definiţii, precum şi a noilor ipoteze enunţate mai sus. Într-adevăr, ştiind că reţeaua se poate reprezenta printr-un dipol liniar activ (DLA) şi receptorul deformant (RD) printr-un element neliniar nestaţionar (fig. 1, [1]) şi aplicînd teorema generatorului echivalent acestui circuit, în care $e(t)$ este t.e.m. a generatorului echivalent, $z_{sc}(t_1, t_2)$, $t_1, t_2 \in R$, — impedanţa temporală a dipolului liniar variant pasivizat (DLVP) şi $u_{sc}(t)$ — tensiunea la

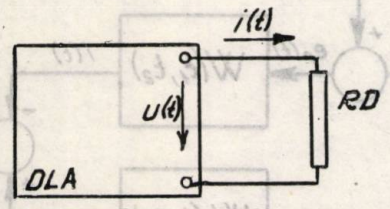


Fig. 1. Schema echivalentă a reţelei electrice industriale.

bornele DLVP (fig. 2), se pot scrie ecuaţiile :

$$e(t) - u(t) = \int_{-\infty}^{t} z_{sc}(t, \tau)\, i(\tau)\, d\tau, \tag{1}$$

$$i(t) = \mathcal{M}_t\{u(t)\}. \tag{2}$$

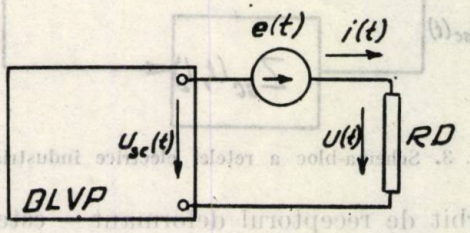


Fig. 2. Schema echivalentă a schemei din figura 1.

$\mathcal{M}_t$ este un operator integral neliniar variant în timp, care descrie funcţionarea receptorului deformant. Se admite, ca şi în [1], că acest operator satisface condiţia de separabilitate, adică are loc relaţia :

$$i(t) = \mathrm{F}\,[L_{yt}\{u(t)\}], \tag{3}$$

unde $\mathrm{F} : \mathrm{R} \to \mathrm{R}$ este o funcţie reală, L_{yt} — un operator integral liniar variant generat de o funcţie $y(t_1, t_2)$; $t_1, t_2 \in R$. Acest operator se concretizează analitic sub forma :

$$i_L(t) = L_{yt}\{u(t)\} = \int_{-\infty}^{t} y(t, \tau)\, u(\tau)\, \mathrm{d}\tau. \tag{4}$$

Funcţia F se poate descompune într-un termen liniar şi unul neliniar :

$$\mathrm{F}[i_L(t)] = c_1 i_L(t) + \mathrm{F}_1[i_L(t)], \tag{5}$$

astfel că ecuaţia (3) se scrie sub forma :

$$i(t) = \int_{-\infty}^{t} y_1(t, \tau)\, u(\tau)\, d + i_p(t), \tag{6}$$

unde :

$$y_1(t_1, t_2) = c_1 y(t_1, t_2) \tag{7}$$

este admitanţa temporală a părţii liniare variante a receptorului deformant, şi :

$$i_p(t) = \mathrm{F}_1[i_L(t)] \tag{8}$$

* Dr. ing. *Mihail Voicu* este şef de lucrări la catedra de utilizări electrice şi automatizări a Facultăţii de electrotehnică din Institutul politehnic — Iaşi.

este perturbaţia internă aditivă a receptorului deformant, sursa convenţională a regimului deformant.

Ecuaţiile (1) şi (6) constituie modelul matematic al reţelei electrice industriale, sediu al regimului deformant. Schema-bloc corespunzătoare a acestui model matematic este reprezentată în figura 3. Mărimea de ieşire — curentul

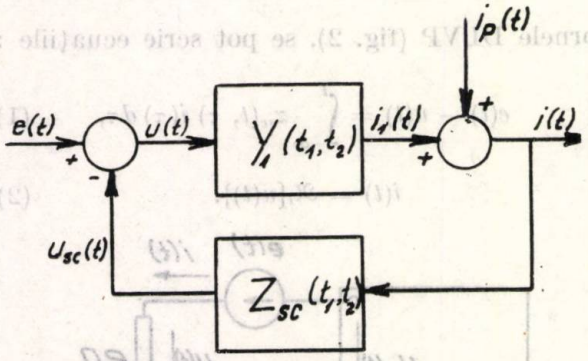


Fig. 3. Schema-bloc a reţelei electrice industriale.

absorbit de receptorul deformant — este soluţia unei ecuaţii Volterra de speţa a II-a :

$$i(t) + \int_{-\infty}^{t}\int_{-\infty}^{\tau} y_1(t,\tau)\, z_{sc}(\tau,\theta)\, i(\theta)\, d\tau\, d\theta = \int_{-\infty}^{t} y_1(t,\tau)\, e(\tau)\, d\tau + i_p(t), \quad (9)$$

care se obţine prin eliminarea tensiunii $u(t)$ între ecuaţiile (1) şi (6).

Observaţie

Cazul particular al pseudoinvariantei, tratat în [1], se obţine dacă se consideră că $z_{sc}(t_1, t_2)$ şi $y_1(t_1, t_2)$ depind, pe intervale de timp succesiv înlănţuite, numai de diferenţa $t_1 - t_2$ şi nu de t_1, t_2 ; o consecinţă a acestui fapt este că L_{yt} este un operator de tip Mikusinski [7].

2. Sinteza filtrelor variante optimale

2.1. Soluţia ecuaţiei (9)

Utilizînd metoda nucleului rezolvant [7] soluţia ecuaţiei (9) se scrie sub forma :

$$i(t) = \int_{-\infty}^{t} w(t,\tau)\,[e_1(\tau) + i_p(\tau)]\, d\tau, \quad (10)$$

cu :

$$e_1(t) = \int_{-\infty}^{t} y_1(t,\theta)\, e(\theta)\, d\theta, \quad (11)$$

şi în care :

$$w(t_1, t_2) = \delta(t_1 - t_2) + \lambda\Gamma(t_1, t_2; \lambda), \quad (12)$$

este funcţia pondere a sistemului, $\delta(t)$ — funcţia Dirac, $\Gamma(t_1, t_2; \lambda)$ — nucleul rezolvant a cărui expresie este dată de :

$$\Gamma(t_1, t_2; \lambda) = \sum_{j=0}^{\infty} \lambda^j K_{j-1}(t_1, t_2), \quad (13)$$

cu :

$$K_{j+1}(t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{t} K_1(t_1, \theta)\, K_j(\theta, t_2)\, d\theta \quad (14)$$

şi care se obţine pornind de la nucleul ecuaţiei integrale (9) :

$$K_1(t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{t_1} y_1(t_1, \tau)\, z_{sc}(\tau, t_2)\, d\tau, \quad (15)$$

iar, λ — o constantă bine definită, care pentru ecuaţia (9) are valoarea $\lambda = -1$ [7].

Înlocuind (14) în (13) se obţine :

$$\Gamma(t_1, t_2; \lambda) = K_1(t_1, t_2) + \lambda \int_{-\infty}^{t_1} K_1(t_1, t_2) \sum_{j=1}^{\infty} \lambda^{j-1} K_j(\theta, t_2)\, d\theta. \quad (16)$$

Schimbînd în (16) indicele de sumare j cu $j' = j - 1$ şi ţinînd seama de (13) se obţine ecuaţia nucleelor :

$$K_1(t_1, t_2) + \lambda \int_{-\infty}^{t_1} K_1(t_1, \theta)\, \Gamma(\theta, t_2; \lambda) d\theta = \Gamma(t_1, t_2; \lambda). \quad (17)$$

2.2. Filtre optimale

În acest stadiu de dezvoltare a problemei se pot aplica procedee cunoscute de sinteză a filtrelor optimale [8], în condiţii mai generale ca în [1—4] şi anume considerînd sistemul din figura 3 variant, iar mărimile de intare stochastice nestaţionare.

Sinteza filtrelor optimale porneşte de la un criteriu de optimum de tip „eroare pătratică medie minimă". Conform schemei-bloc din figura 4, corespunzătoare soluţiei (10), în care

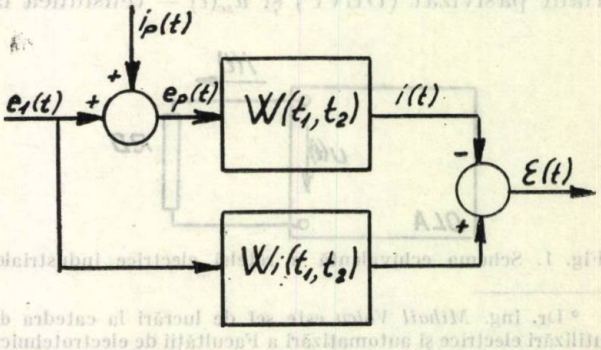


Fig. 4. Sistem ideal şi sistem real : definirea erorii.

$w_i(t_1, t_2)$ este funcția pondere ideală a sistemului, eroarea datorată prezenței perturbației $i_p(t)$ este dată de:

$$\varepsilon(t) = i_i(t) - i(t). \tag{18}$$

Eroarea pătratică medie se exprimă, avînd în vedere nestaționaritatea semnalelor $e_1(t)$ și $i_p(t)$, sub forma unei medii pe mulțime :

$$\overline{\varepsilon^2(t)} = \overline{[i_i(t) - i(t)]^2} = \varphi_{\varepsilon\varepsilon}(t_1, t_2)|_{t_1=t_2=t}, \tag{19}$$

unde, $\varphi_{\varepsilon\varepsilon}(t_1, t_2)$ este funcția de autocorelație, ca medie pe mulțime, a erorii $\varepsilon(t)$.

Pe baza proprietăților funcțiilor de auto- și intercorelație [3], schema din figura 4 permite să se scrie următoarea ecuație funcțională :

$$\overline{\varepsilon^2(t)} = \varphi_{\varepsilon\varepsilon}(t, t) = \varphi_{i_i i_i}(t, t) +$$

$$+ \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} w(t, \tau)\, w(t, \theta)\varphi_{e_p e_p}(\tau, \theta)\, \mathrm{d}\tau\, \mathrm{d}\theta -$$

$$- 2\int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} w(t, \tau)\, w_i(t, \theta)\, \varphi_{e_p e_1}(\tau, \theta)\mathrm{d}\tau\mathrm{d}\theta, \tag{20}$$

în care : $\varphi_{e_p e_p}(t_1, t_2)$ este funcția de autocorelație a semnalului :

$$e_p(t) = e_1(t) + i_p(t), \tag{21}$$

iar, $\varphi_{e_p e_1}(t)$ — funcția de intercorelație a semnalelor $e_p(t)$ și $e_1(t)$.

Minimizarea funcționalei (20) este o problemă de calcul variațional de tip Lagrange. Extremala funcționalei (20) — $w_0(t_1, t_2)$ — se obține, în ipoteza că $w(t_1, t_2)$ și $w_i(t_1, t_2)$ reprezintă sisteme fizic realizabile, ca soluție a ecuației integrale :

$$\int_{-\infty}^{t} \varphi_{e_p e_p}(\tau, \theta)\, w_0(t, \theta)\, \mathrm{d}\theta = \varphi_{e_p i_i}(\tau, t), \tag{22}$$

obținută de Booton [8] și în care, $\varphi_{e_p i_i}(t_1, t_2)$ este funcția de intercorelație a semnalelor $e_p(t)$ și $i_i(t)$. Aceasta este o ecuație integrală Fredholm de speța I, pentru care s-au obținut deja, în anumite ipoteze — [8], soluții.

Cunoscînd funcția pondere $w_0(t_1, t_2)$ ca soluție a ecuației lui Booton, nucleul corespunzător acestei funcții podere — $K_{10}(t_1, t_2)$ — rezultă ca soluție a ecuației Fredholm de speța I :

$$\int_{-\infty}^{t_1} K_{10}(t_1, \theta)\, w_0(\theta, t_2)\, \mathrm{d}\theta = \delta(t_1 - t_2) - w_0(t_1, t_2), \tag{23}$$

care se obține eliminînd nucleul rezolvant între (12) și (17), ambele actualizate corespunzător ecuației (22), și al cărui nucleu este $w_0(t_1, t_2)$.

Structura sistemului studiat (fig. 3) permite utilizarea a două filtre dipol : $y_w(t_1, t_2)$, $z_w(t_1, t_2)$ — conectabile ca în figura 5. Aceste două funcții pondere se pot introduce în expresia

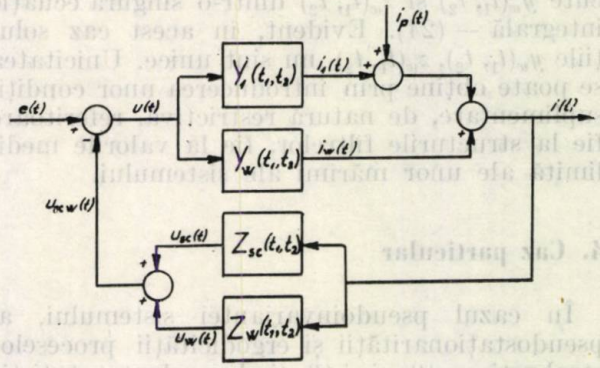


Fig. 5. Schema-bloc pentru sinteza filtrelor optimale.

nucleului ecuației (9), actualizat pentru schema din figura 5, sub forma :

$$K_{10}(t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{t_1} [y_1(t_1, \tau) +$$

$$+ y_w(t_1, \tau)]\, [z_{sc}(\tau, t_2) + z_w(\tau, t_2)]\, \mathrm{d}\tau. \tag{24}$$

La rezolvarea acestei ecuații integrale se disting trei variante care vor fi examinate mai jos.

Varianta I

Utilizarea unui singur filtru $z_w(t_1, t_2)$ în serie pe circuitul electric cu DLVP, ceea ce înseamnă că :

$$y_w(t_1, t_2) \equiv 0, \ \forall t_1, t_2 \in R. \tag{25}$$

Funcția pondere $z_w(t_1, t_2)$ este soluția ecuației integrale :

$$\int_{-\infty}^{t_1} y_1(t_1, \tau)\, z_w(\tau, t_2)\, \mathrm{d}\tau = K_{10}(t_1, t_2) - K_1(t_1, t_2), \tag{26}$$

care se obține din (24), ținînd seama de (15) și (25).

Varianta II

Utilizarea unui singur filtru $y_w(t_1, t_2)$ în paralel pe circuitul electric cu RD, ceea ce înseamnă că :

$$z_w(t_1, t_2) \equiv 0, \ \forall t_1, t_2 \in R. \tag{27}$$

Funcția pondere $y_w(t_1, t_2)$ este soluția ecuației integrale :

$$\int_{-\infty}^{t_1} y_w(t_1, \tau)\, z_{sc}(\tau, t_2)\, \mathrm{d}\tau = K_{10}(t_1, t_2) - K_1(t_1, t_2), \tag{28}$$

care se obține din (24), ținînd seama de (15) și (27).

Varianta III

Utilizarea simultană a două filtre, posibilă din punctul de vedere al structurii sistemului, necesită determinarea a două funcţii necunoscute $y_w(t_1, t_2)$ şi $z_w(t_1, t_2)$ dintr-o singură ecuaţie integrală — (24). Evident, în acest caz soluţiile $y_w(t_1, t_2)$, $z_w(t_1, t_2)$ nu sînt unice. Unicitatea se poate obţine prin introducerea unor condiţii suplimentare, de natură restrictivă, referitoare fie la structurile filtrelor, fie la valorile medii limită ale unor mărimi ale sistemului.

4. Caz particular

În cazul pseudoinvariantei sistemului, al pseudostaţionarităţii şi ergodicităţii proceselor stochastice $e(t)$ şi $i_p(t)$ (independente statistic şi cu medii nule), avînd în vedere observaţia de la § 1, extinsă adecvat la relaţiile (9)—(28), se regăsesc prin aplicarea transformatei Laplace, în condiţii iniţiale nule, rezultatele obţinute în [1] — relaţiile (37), (39). Într-adevăr pentru o admitanţă ideală de forma [1] :

$$Y_i(s) = \mathfrak{L}\{w_i(t)\} = \frac{Y_1(a)}{1 + Y_1(s)\, Z_{sc}(s)} = Y_{01}(s), \quad (29)$$

în condiţiile variantei I (fig. 6) se caută o funcţie de transfer optimală a sistemului închis, de forma :

$$Y_0(s) = \mathfrak{L}\{w_0(t)\} = G(s) Y_{01}(s), \quad (30)$$

unde, $G(s)$ urmează să se determine. Dar conform figurii 6 se mai poate scrie :

$$Y_0(s) = \frac{Y_1(s)}{1 + Y_1(s)\,[Z_{sc}(s) + Z_w(s)]}. \quad (31)$$

Pe baza relaţiilor (29)—(31) se transfigurează schema din figura 6 la forma celei din figura 7. Impunînd condiţia de minimizare a erorii pătratice medii $\overline{\varepsilon_1^2(t)}$ (ceea ce implică minimizarea

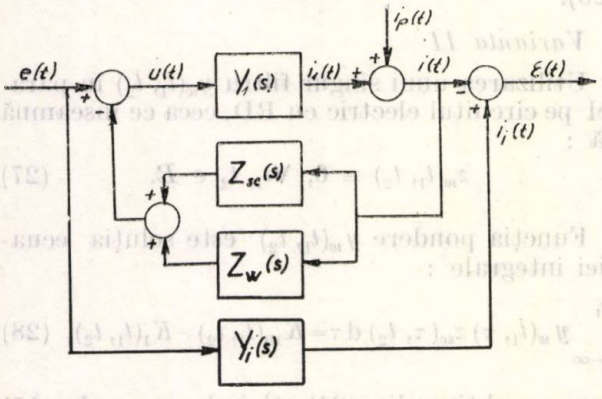


Fig. 6. Cazul particular al pseudoinvariantei şi pseudostaţionarităţii.

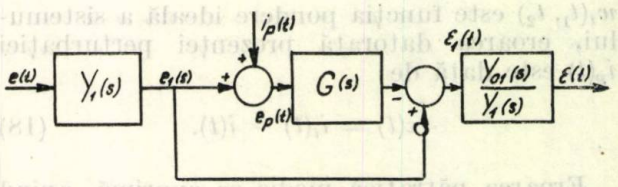


Fig. 7. Schema-bloc echivalentă a schemei din figura 6.

erorii pătratice medii $\overline{\varepsilon^2(t)}$, respectiv a funcţionalei :

$$\overline{\varepsilon_1^2(t)} = \varphi_{\varepsilon_1\varepsilon_1}(0) = \varphi_{e_1e_1}(0) + \int_0^{+\infty}\int_0^{+\infty} g(\tau)\, g(-\theta)\, \varphi_{e_pe_p}(\theta - \tau)\, d\tau d\theta - \int_0^{\infty} g(\tau)\, \varphi_{e_1e_p}(\tau)\, d\tau - \int_0^{\infty} g(-\tau)\, \varphi_{e_pe_1}(\tau)\, d\tau, \quad (32)$$

aplicînd teorema de optimalitate din [8], p. 83, se obţin :

$$G(s) = \frac{1}{\left\{\Phi_{ee}(s) + \frac{1}{Y_1(s)\, Y_1(-s)}\, \Phi_{i_pi_p}(s)\right\}^+} \cdot \left[\frac{\Phi_{ee}(s)}{\left\{\Phi_{ee}(s) + \frac{1}{Y_1(s)\, Y_1(-s)}\, \Phi_{i_pi_p}(s)\right\}^-}\right]_+ \quad (33)$$

$$Z_w(s) = (1/G(s) - 1)\,(1/Y_1(s) + Z_{sc}(s)), \quad (34)$$

în care : $\Phi_{ee}(s) = \mathfrak{L}\{\varphi_{ee}(t)\}$, $\Phi_{i_pi_p}(s) = \mathfrak{L}\{\varphi_{i_pi_p}(t)\}$ sînt densităţile spectrale de putere ale semnalelor $e(t)$ şi $i_p(t)$, iar simbolurile $\{\ \}^+$, $\{\ \}^-$ înseamnă că se reţin numai factorii cu poli sau zerouri situaţi în semiplanul complex stîng şi, respectiv în semiplanul complex drept sau pe axa imaginară, în timp ce [ ] arată că se reţin numai fracţiile simple, cu poli situaţi în semiplanul complex sting.

5. Concluzii

Ipoteza variantei reţelei electrice industriale, a nestaţionarităţii mărimii de intrare şi a perturbaţiei interne a receptorului deformant a permis, prin utilizarea metodei nucleului rezolvant din teoria ecuaţiilor integrale şi a ecuaţiei lui Booton, o generalizare a sintezei unor filtre variante pentru compensarea optimală a regimului deformant din reţelele electrice industriale. Aceste rezultate, care generalizează rezultate din [1—4], conduc, prin particularizări precizate în lucrare, la unele rezultate obţinute deja şi confirmate prin simulare cifrică în [1, 3].

Sub aspect practic prezintă interes, îndeosebi, cazul în care semnalele $e(t)$ şi $i_p(t)$ sînt procese stochastice staţionare şi ergodice, caz pentru

care ecuația (22) rămîne valabilă. Cunoscînd variațiile parametrilor funcțiilor $y_1(t_1, t_2)$ și $z_{sc}(t_1, t_2)$, variații care urmează, de regulă, curbele de sarcină zilnice, săptămînale, lunare și anuale ale receptorului și ale rețelei. Pe baza rezultatelor obținute se pot concepe și proiecta filtre variante, ai căror parametri să varieze discret în timp (prin cuplare sau decuplare de elemente de circuit), după un program judicios întocmit, astfel ca reziduul deformant mediu al curentului să fie menținut în jurul valorii sale minime. Această idee poate constitui ea însăși o temă de cercetare, care presupune, desigur, și abordarea unor probleme pur tehnice și tehnico-economice.

Bibliografie

[1] *Voicu, M.* Compensarea autooptimală a regimului deformant. In : Electrotehnica, **24**, 1976, nr. 8, p. 287—294.

[2] *Voicu, M., Sebastian, L.* Analyse des Verzerrungsbetriebes von industriell angewandten elektrischen Netzwerken mittels dynamisch statistischer Methoden. In : ETZ —A, **95**, 1974, nr. 6, p. 310—315.

[3] *Voicu, M.* Asupra compensării optimale a regimului deformant din rețelele electrice industriale, prin folosirea unor filtre Wiener autoadaptive. Teză de doctorat. Institutul politehnic din Iași, 1974, 226 p.

[4] *Voicu, M.* Verzerrungsbetrieb als stochastischer Prozess. Eine allgemeine äquivalente Schaltung des elektrischen industriellen Netzwerkes, Unterlage des Verzerrungsbetriebes. In : Bul. Inst. polit. Iași, **XXII (XXVI)**, 1976, fasc. 3—4, p. 45—50.

[5] *Voicu, M.* Analyse der inneren stochastischen Störung, formelle Ursache des Verzerrungsbetriebes von elektrischen industriellen Netzwerken, mittels dynamisch statistischer Methoden. In : Bul. Inst. polit. Iași, **XXIII (XXVII)**, 1977, fasc. 3—4, p. 53—60.

[6] *Voicu, M.* Digitale Simulation des Verzerrungsbetriebes von elektrischen industriellen Netzwerken als stochastischer Prozess. In : Bul. Inst. polit. Iași, **XXIV (XXVIII)**, 1978, fasc. 1—2.

[7] *Haimovici, A.* Ecuații diferențiale și ecuații integrale. București. Editura didactică și pedagogică, 1965, cap. 8.

[8] *Chang, S.L.S.* Synthèse des systèmes de commande optimale (tradus din literatura americană). Paris, Dunod, 1966, cap. 5.

CZ 621.382.233

INVERTOARE
MODULAȚIE IN LĂȚIME
ACȚIONĂRI REGLABILE

Comanda invertoarelor cu modulație în lățime pentru acționări reglabile

IULIAN ȚOPA* — BRAȘOV

Introducere

Invertoarele cu modulație în lățime (IML), pentru alimentarea cu tensiune și frecvență variabilă a acționărilor electrice reglabile de curent alternativ, reprezintă un domeniu cu considerabile aplicații industriale (tracțiune electrică, acționări reglabile cu motoare liniare, căi cu role la laminoare, grupe de motoare în industria textilă, acționări în medii explozive etc.). IML se impun datorită avantajelor pe care le prezintă :

a — capacitatea de a produce frecvență și tensiune variabile, comandate într-un singur etaj de putere ;

b — față de invertoarele cu tensiune continuă, variabilă în circuitul intermediar, capacitatea de comutație a IML rămîne constantă, indiferent de raportul tensiune-frecvență, ceea ce este un avantaj important pentru reglarea turației motoarelor asincrone, unde este necesar să se mențină fluxul constant în întreg domeniul frecvențelor de funcționare ;

c — comanda poate fi realizată astfel încît să se elimine armonicile importante ale tensiunii de ieșire. Acesta este un avantaj însemnat pentru acționările reglabile, unde pierderile datorită armonicilor produc încălziri suplimentare, iar cuplurile armonice creează instabilități în funcționarea la frecvențe joase.

Structura mai complexă a circuitelor de putere și de comandă menține deocamdată, ridicat prețul IML. Datorită utilizării circuitelor integrate în componența blocurilor de comandă, prețul unor asemenea sisteme se reduce simțitor și în scurt timp IML vor deveni competitive și sub aspect economic.

1. Principiul modulației în lățime

Principiul modulației în lățime, pentru o sarcină $R—L$ monofazată [1], conduce la explicarea funcțiilor pe care trebuie să le îndeplinească partea de comandă. Pentru aceasta se va considera invertorul idealizat ca o combinație de întreruptoare care lucrează periodic. La un invertor trifazat (fig. 1), la bornele R, S și T ale mașinii se aplică periodic, prin întreruptoare, tensiunea pozitivă sau negativă a circuitului intermediar de curent continuu.

Pentru partea de putere a invertorului există un mare număr de variante de scheme cu tiris-

* Dr. ing. *Iulian Țopa* este conferențiar la Universitatea din Brașov.

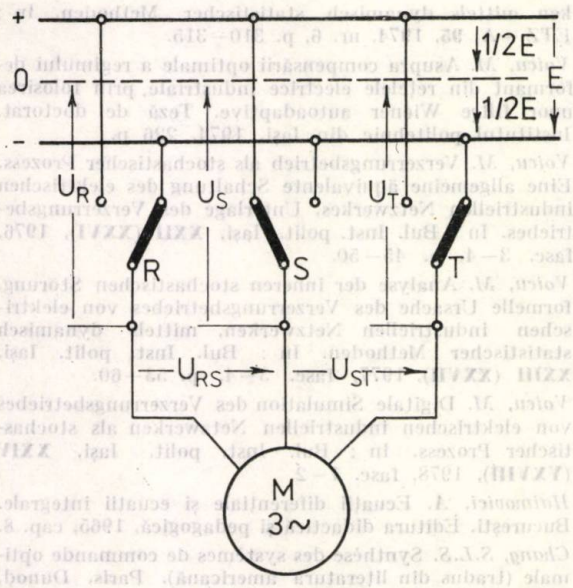


Fig. 1. Schema de principiu a invertorului trifazat cu modulație în lățime.

toare, atît pentru puteri medii [2], cît și pentru puteri mari [3]. Datorită circuitului intermediar de c.c. sînt posibile numai scheme cu comutație forțată.

Partea de comandă trebuie, deci, să schimbe periodic poziția întreruptoarelor astfel ca la bornele mașinii să rezulte un sistem trifazat simetric de tensiuni alternative, a cărui fundamentală să aibă o frecvență și o amplitudine dată. Modulația trebuie realizată principial, astfel încît conținutul în armonici al tensiunii dreptunghiulare de ieșire să fie cît mai redus. Armonicile rămase trebuie să aibă frecvențe înalte pentru a menține reduși curenții armonici prin reactanțele de dispersie ale mașinii.

Un conținut mare în armonica fundamentală a tensiunii de ieșire poate fi atins atunci cînd lățimile pulsului se variază proporțional cu valoarea instantanee a fundamentalei. Fundamentala, care trebuie reprodusă la ieșirea invertorului, poate fi simulată ca „tensiune de referință" ; printr-o testare potrivită cu o „undă purtătoare" se generează pulsurile de comandă, ale căror lățimi reprezintă amplitudinea semnalului de referință și o succesiune de puncte de comutare.

2. Procedeul modulației naturale

2.1. Modulație cu tensiune triunghiulară

Tensiunea de referință sinusoidală u_r, cu frecvența fundamentalei, este testată cu o tensiune triunghiulară simetrică u_p de frecvență mare (fig. 2). În punctele de intersecție sînt comutate întreruptoarele corespunzătoare. Comutarea se numește „naturală" deoarece poate fi definită ca un proces al selecției naturale intrinseci a punctelor de comutare ; momentul de comutare coincide cu momentul apariției pulsului modulat în lățime. În consecință,

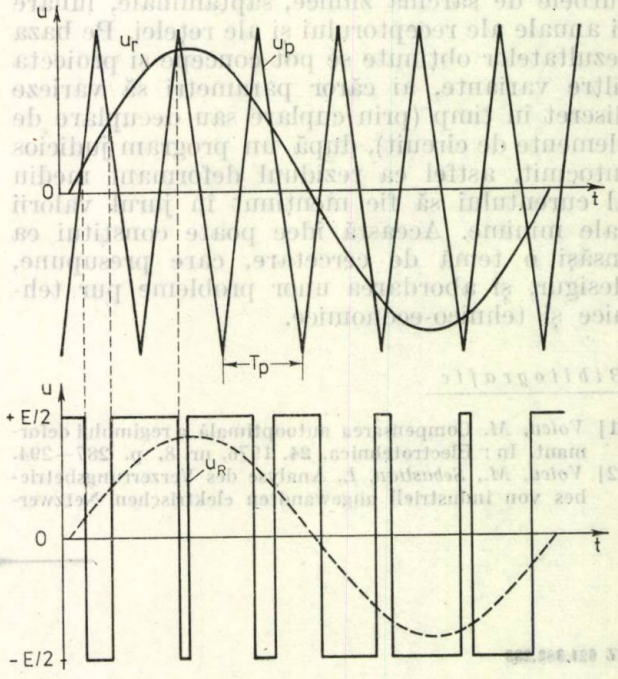


Fig. 2. Principiul modulației naturale cu tensiune triunghiulară.

unda de referință variază în momentele următoare, ceea ce are drept rezultat faptul că lățimea pulsului este proporțională cu amplitudinea undei de referință în momentul în care începe comutarea.

Dacă frecvența undei purtătoare triunghiulare, $f_p = 1/T_p$, se menține constantă, oricare ar fi frecvența f a undei de referință, modulația se numește „liberă" ; lipsește, deci, o „sincronizare" între tensiunea de referință și tensiunea triunghiulară.

Tensiunea de ieșire are un spectru de armonici care este independent de frecvența fundamentalei, atît timp cît frecvența purtătoarei este un multiplu al frecvenței fundamentalei. De aceea, frecvența purtătoarei se alege cît mai mare posibil. Valoarea maximă este însă limitată de pierderile de comutație în invertor, deoarece acestea cresc cu creșterea frecvenței de comutație. În afară de aceasta, defazarea dintre tensiunea de referință și tensiunea triunghiulară produce modificări perceptibile în spectrul armonic al tensiunii de ieșire, iar apariția bătăilor pot cauza perturbații.

Evitarea bătăilor se realizează prin sincronizarea tensiunii de referință cu tensiunea triunghiulară [4]. Frecvența purtătoarei este deci un multiplu întreg al frecvenței fundamentalei, adică :

$$f_p = pf. \qquad (1)$$

Pentru un sistem trifazat p trebuie să fie divizibil cu 3, adică $p = 3, 6, 9, 12, \ldots$ La un raport al frecvenţelor p ales, domeniul de lucru este limitat atît la creşterea, cît şi la scăderea frecvenţei fundamentalei. Într-un caz este limitat prin creşterea pierderilor de comutaţie, iar în celălalt prin scăderea frecvenţei armonicilor şi legat de aceasta prin creşterea armonicilor curentului.

2.2. Modulaţie cu nivele de tensiune continuă

Testarea tensiunii de referinţă printr-un sistem de tensiuni continue permite un grad de libertate mai mare în alegerea punctelor de intersecţie (fig. 3). În acest scop tensiunea de referinţă, cu frecvenţa f a fundamentalei are amplitudine constantă. Tensiunea se comută în punctele de intersecţie a curbei de referinţă cu nivelul de tensiune continuă a. Prin numărul corespunzător şi comanda nivelelor se poate atinge o formă de undă potrivită a tensiunii de ieşire. Ca şi în cazul testării cu tensiune triunghiulară, apare definită o frecvenţă purtătoare f_p. În timp ce acolo ea corespundea frecvenţei tensiunii triunghiulare, aici depinde de numărul n al nivelelor de tensiune continuă şi are valoarea [4]:

$$f_p = (2n + 1)f. \qquad (2)$$

Raportul frecvenţelor este deci — ca la modulaţia cu tensiune triunghiulară sincronizată — stabilit. Domeniul de lucru, ca şi acolo, este limitat atît la creşterea, cît şi la scăderea frecvenţei fundamentalei.

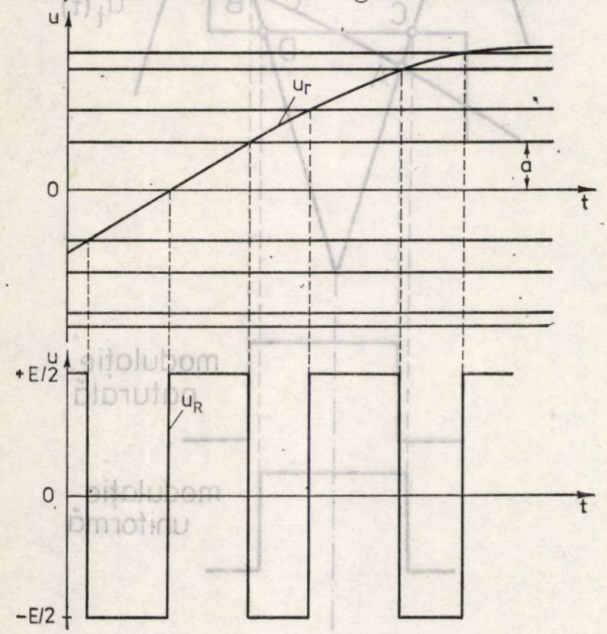


Fig. 3. Principiul modulaţiei naturale cu nivele de tensiune continuă.

3. Comanda pentru întregul domeniu de frecvenţă

Un criteriu important pentru aprecierea diferitelor procedee de comandă este amplitudinea maximă a fundamentalei tensiunii de ieşire, care se poate atinge cu un anumit procedeu. Ea este în strînsă legătură cu calităţile invertorului. De la o sursă de tensiune continuă dată, cea mai mare valoare efectivă a fundamentalei U_1 se poate obţine în funcţionarea nemodulată, la care tensiunea de ieşire constă din pulsuri de tensiune de 120° el. Practic însă, între două procese de comutare a unei faze a invertorului, trebuie respectată o durată minimă de comutare, care ia în consideraţie timpul procesului de comutare.

În funcţionarea modulată nu se poate atinge amplitudinea fundamentalei, care corespunde funcţionării nemodulate la aceeaşi durată minimă de comutare. Apropierea este cu atît mai bună, cu cît numărul proceselor de comutaţie în fiecare semiperioadă este mai mic, adică cu cît scade frecvenţa f_p a undei purtătoare.

Fiecare din procedeele de modulaţie descrise este utilizabil numai într-un domeniu limitat al frecvenţei fundamentalei şi nu se poate atinge cu fiecare procedeu aceeaşi amplitudine a fundamentalei. De aceea, pentru comanda într-un domeniu larg de frecvenţe (între nul şi frecvenţa reţelei) este eficace o combinaţie a procedeelor de modulaţie (4). Un asemenea procedeu combinat de comandă poate fi realizat astfel :

a. În domeniul frecvenţelor joase, începînd de la zero, tensiunea de referinţă se testează cu o tensiune triunghiulară „liberă" ; f_p este, deci, constant. Acest procedeu se menţine pînă ce, cu creşterea frecvenţei fundamentalei, apar bătăi perceptibile în conţinutul de armonici ale tensiunii de ieşire.

b. În domeniul frecvenţelor superioare tensiunea de referinţă se „sincronizează" cu tensiunea triunghiulară sau cu nivelele de tensiune continuă. Dar cu acest procedeu, pentru un raport al frecvenţelor p dat poate fi controlat, după cum s-a explicat, numai un domeniu relativ limitat al frecvenţei fundamentalei. Ţinînd seama de limitarea frecvenţei f_p, datorită pierderilor de comutaţie, este deci necesară micşorarea raportului frecvenţelor p cu creşterea frecvenţei fundamentalei. Astfel, se poate obţine şi o creştere a amplitudinii fundamentalei, adică o îmbunătăţire a gradului de utilizare a tensiunii. Cu ajutorul curbelor pentru frecvenţa purtătoarei f_p şi pentru valoarea efectivă a fundamentalei $U_{1\,max}$ în funcţie de frecvenţa fundamentalei f (fig. 4) se explică un asemenea mod de comandă pentru întregul domeniu de frecvenţă. Frecvenţa fundamentalei variază între zero şi f_{max}, iar U_1 reprezintă valoarea efectivă a fundamentalei în funcţio-

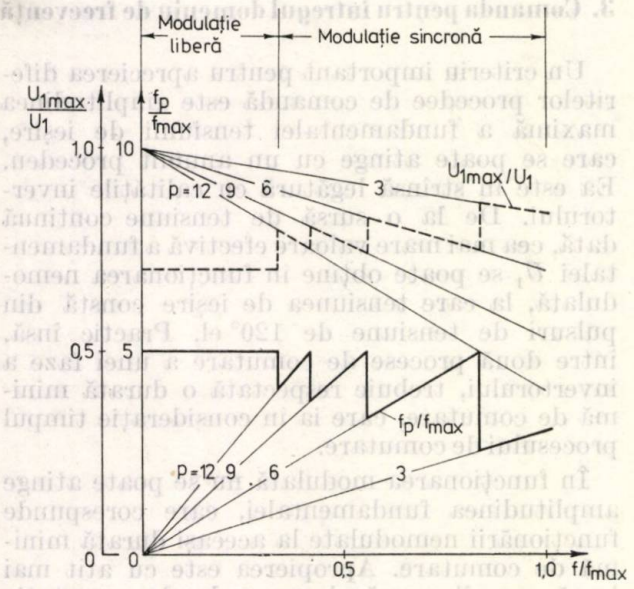


Fig. 4. Comanda combinată pentru întregul domeniu de frecvență.

narea nemodulată la aceeași durată minimă de comutare. În domeniul modulației „libere" frecvența tensiunii triunghiulare are valoarea $5f_{max}$, iar în domeniul modulației „sincrone" $p = 12, 9, 6$ și 3. Raportul frecvențelor este comutat îndată ce frecvența purtătoarei atinge $5f_{max}$. După cum se observă din curbele cu linie întreruptă (fig. 4) amplitudinea fundamentalei crește cu scăderea raportului frecvențelor p.

4. Procedeul modulației uniforme

În acest mod de comandă (fig. 5) valoarea undei de referință u_r, în momentul de comutare t_1, este stocată într-un circuit de menținere (funcționînd la frecvența purtătoarei) și este menținută la un nivel constant, de la t_1 la t_2, cînd are loc următoarea comutare. Rezultă astfel tensiunea în trepte u_t, care, dacă este comparată cu tensiunea triunghiulară u_p, definește punctele de intersecție folosite la determinarea momentelor t_1' și t_2' ale pulsului tensiunii de ieșire u_R. Fundamentala tensiunii de ieșire pe fază este u_{1R} (fig. 5). Rezultă că noua undă de referință u_t are o valoare constantă în timpul fiecărei comutări, și, prin urmare, lățimile pulsurilor sînt proporționale cu această valoare la timpi de comutare repartizați uniform ; de aici și terminologia de modulație „uniformă" sau „regulată".

În figura 6 este ilustrată producerea unui singur puls modulat generat prin cele două procedee de modulație.

Modulația naturală este reprezentată de intersecția tensiunii de referință $u_r(t)$ și a tensiunii purtătoare triunghiulare simetrice $u_p(t)$. Un puls modulat se produce la începutul unei

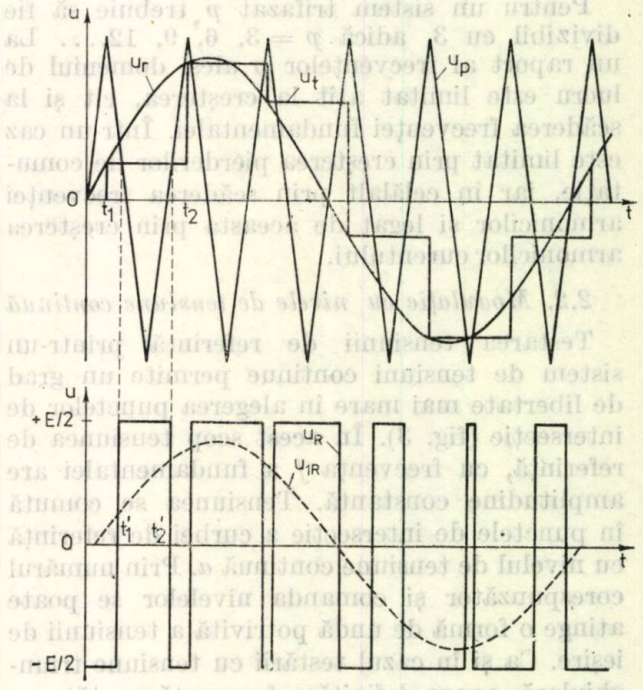


Fig. 5. Principiul modulației uniforme cu tensiune triunghiulară.

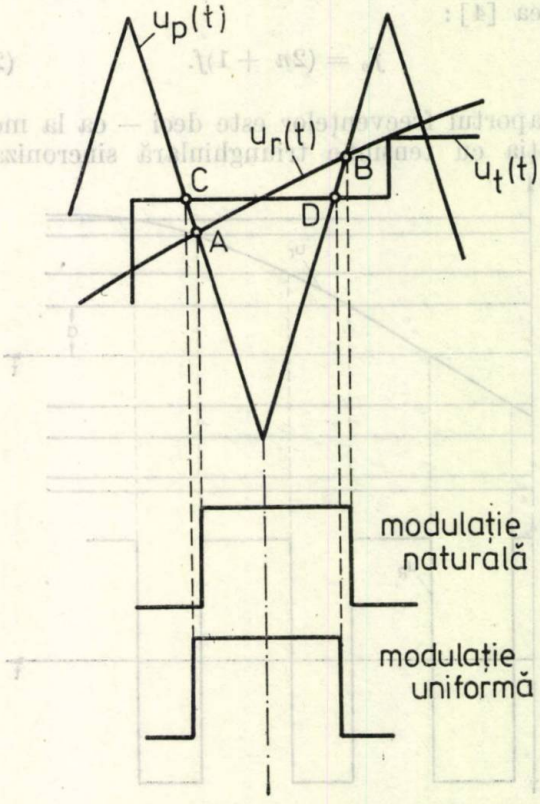


Fig. 6. Comparația procedeelor de modulație.

perioade de comutație, marcată de o intersecție A și terminată la o intersecție B. Lățimea pulsului este proporțională cu aria de sub unda sinusoidală u_r și, prin urmare, este proporțională

cu valoarea medie a acestei unde între punctele A și B. Punctul corespunzător acestei valori medii pe unda $u_r(t)$ nu coincide, totuși, cu linia centrală a undei triunghiulare $u_p(t)$, care reprezintă poziția de referință a comutării. Prin urmare, lățimile pulsurilor rezultante prezintă un grad variabil de asimetrie a modulației față de linia centrală a purtătoarei.

În procedeul de modulație uniformă fiecare margine a pulsului este modulată egal față de linia centrală. Gradul de modulație este determinat de intersecțiile C și D dintre tensiunea în trepte $u_t(t)$, care reprezintă valoarea lui $u_r(t)$ la linia centrală — și tensiunea purtătoare $u_p(t)$. În cadrul acestui procedeu pozițiile de comutare și valorile de comutare sînt definite precis, astfel încît rezultă modulația simetrică a ambelor margini ale pulsului. Capacitatea modulației uniforme de a defini exact configurația pulsului este un avantaj considerabil, după cum se va vedea, în eliminarea unor armonici.

Într-un sistem trifazat se obține o reducere considerabilă a armonicilor, dacă se utilizează o singură tensiune purtătoare monofazată pentru comanda fiecărei faze a invertorului și dacă punctul neutru al sarcinii este izolat. Cînd se utilizează o tensiune purtătoare trifazată nu se produce suprimarea armonicilor și apare o distorsiune armonică importantă [5, 6]. Prin utilizarea unui model de aproximare a modulației în lățime, prin serii duble Fourier [5], se exprimă analitic tensiunea pe fază, folosind o purtătoare monofazată [6]. Pentru modulația naturală rezultă :

$$U(t) = M\frac{E}{2}\cos\omega + \frac{2E}{\pi}\sum_{m=1}^{\infty}\sum_{n=\pm 1}^{\pm\infty} \cdot \frac{J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right)}{m}\sin\left[(m+n)\frac{\pi}{q}\right]\cos\omega t, \quad (3)$$

unde (pe lîngă notațiile deja introduse) :

$M = \frac{2U_{rm}}{\pi}$ este indicele modulației în lățime $(0 \leqslant M \leqslant 1)$;

U_{rm} — amplitudinea tensiunii de referință $u_r(t)$;
J_n — funcția Bessel de ordinul n ;
m — numere întregi ;
n — numere întregi pozitive și negative, exclusiv multiplii întregi de trei ;
$q = (mp \pm n)$ — ordinul armonicii.

Expresia aceleași tensiuni pentru modulația uniformă este :

$$U(t) = \frac{2E}{\pi}\left\{\sum_{n=1}^{\infty}\frac{p}{n}J_n\left(\frac{nM\pi}{2}\right)\sin\left[\left(\frac{1}{p}+1\right)\frac{n\pi}{2}\right]\cos n\omega t + \sum_{m=1}^{\infty}\sum_{n=\pm 1}^{\infty} \cdot \frac{p}{q}J_n\left(\frac{qM\pi}{2p}\right)\sin\left[\left(\frac{q}{p}+n\right)\frac{\pi}{2}\right]\cos q\omega t\right\}. \quad (4)$$

Caracteristicile spectrului de frecvență pentru comutarea naturală, conform ecuației (3), sînt reprezentate în figura 7. Numai prima, a doua, a patra și a cincea bandă laterală superioară și inferioară au o contribuție importantă în spectrul de frecvență.

Caracteristicile comutării uniforme au fost reprezentate în figurile 8 și 9 într-un alt sistem de coordonate, deoarece amplitudinea benzilor laterale este o funcție atît de raportul frecvențelor p cît și de indicele de modulație M.

Pe baza acestor caracteristici rezultă o trăsătură generală a ambelor metode de modulație și anume, creșterea ordinului armonicii cu creșterea raportului frecvențelor (din $q = mp \pm n$). Asupra limitării frecvenței maxime a purtătoarei s-a discutat deja la pct. 2.1. De aceea, este important să existe un sistem care să minimizeze armonicile de frecvență joasă la un raport mic al frecvențelor. La modulația naturală (fig. 7) amplitudinile benzilor laterale nu depind de raportul frecvențelor, iar la modulația uniformă toate amplitudinile benzilor laterale depind de raportul frecvențelor (fig. 8 și 9), ceea ce este un avantaj considerabil.

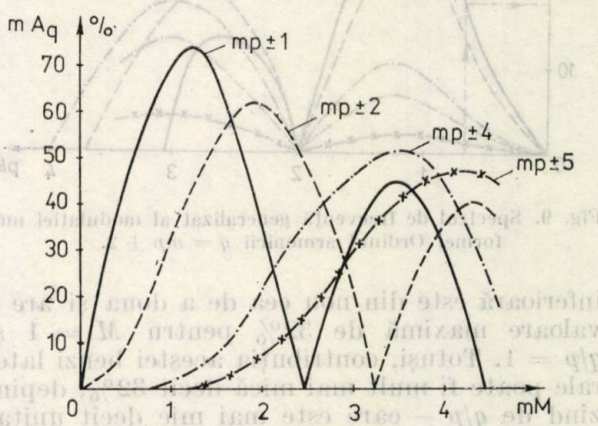


Fig. 7. Spectrul de frecvență generalizat al modulației naturale.

Considerînd modulația naturală (fig. 7), prima bandă laterală inferioară este înăbușită prin constrîngerea impusă acestor caracteristici (3) și anume ca $(m + n)$ să fie un număr întreg impar. Deci, numai a doua bandă laterală inferioară prezintă interes ; aceasta are

valoarea de 32%, pentru $M = 1$, indiferent de raportul frecvenţelor (fig. 7).

Considerînd modulaţia uniformă (fig. 8 şi 9), rezultă că cea mai importantă bandă laterală

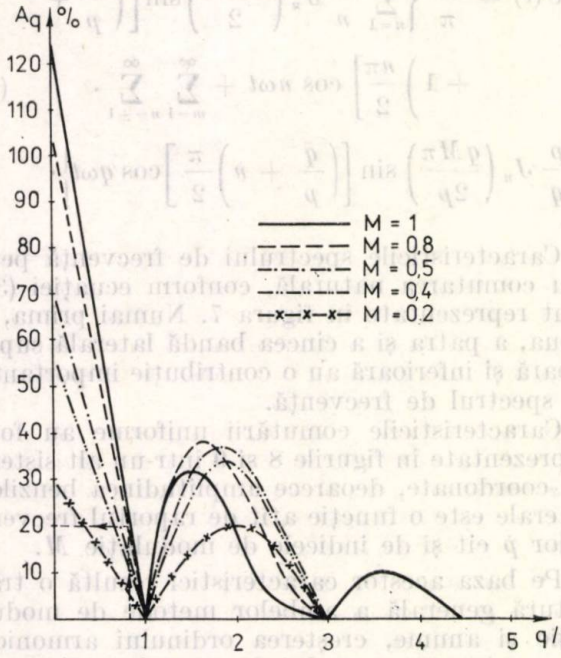


Fig. 8. Spectrul de frecvenţă generalizat al modulaţiei uniforme. Ordinul armonicii $q = mp \pm 1$.

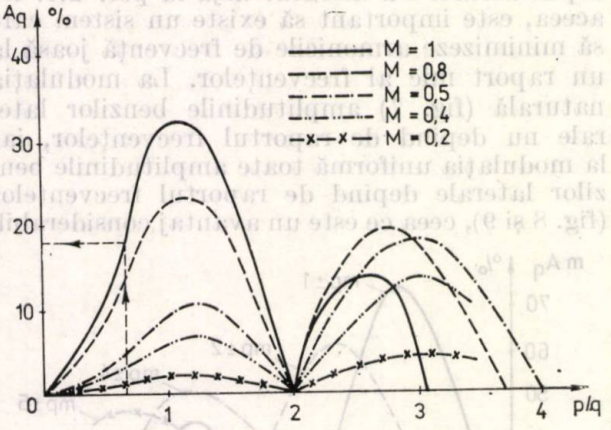


Fig. 9. Spectrul de frecvenţă generalizat al modulaţiei uniforme. Ordinul armonicii $q = mp \pm 2$.

inferioară este din nou cea de a doua şi are o valoare maximă de 32% pentru $M = 1$ şi $q/p = 1$. Totuşi, contribuţia acestei benzi laterale poate fi mult mai mică decît 32%, depinzînd de q/p — care este mai mic decît unitatea — şi de raportul frecvenţelor. La modulaţia uniformă amplitudinea primei benzi laterale inferioare tinde la zero cînd q/p tinde la unitate (fig. 8).

Se presupune $p = 6$, $M = 1$ şi $m = 1$. Pentru modulaţia naturală (fig. 7) rezultă $A_4 = 32\%$ (din $q = mp - 2$); pentru modulaţia uniformă (din fig. 8 şi 9) $A_4 = 18\%$ (din $q = mp - 2$) şi $A_5 = 20\%$ (din $mp - 1$).

Prin urmare, la modulaţia uniformă contribuţia celor mai importante armonici rezultă din $q = (p - n)$, de unde $q/p = (1 - n/p)$. Prin urmare, cînd p tinde la infinit q/p tinde la unitate. Rezultă că odată cu creşterea raportului frecvenţelor, contribuţia celei de a doua benzi laterale inferioare la A_q creşte proporţional, tinzînd la un maxim de 32%, cînd p tinde la infinit, iar contribuţia primei benzi laterale inferioare tinde la zero.

La modulaţia naturală contribuţia la A_q a celei de a doua benzi laterale inferioare este constantă (32%) indiferent de raportul frecvenţelor.

Capacitatea modulaţiei uniforme de a reduce mult amplitudinea armonicilor de frecvenţă joasă, prin schimbarea energiei la o bandă de frecvenţă mai înaltă, rezultă din poziţionarea precisă a pulsului modulat, discutată anterior.

5. Concluzii

Pentru alimentarea acţionărilor reglabile de curent alternativ este necesar un sistem trifazat simetric de tensiuni cu frecvenţă şi amplitudine variabilă într-un domeniu larg. Conţinutul în armonici ale tensiunii de ieşire trebuie să fie cît mai redus, iar amonicile rămase să aibă frecvenţe cît mai înalte. Faţă de alte tipuri de invertoare IML sînt cele mai potrivite acestui scop. Performanţele lor sînt hotărîte atît de schema părţii de putere a invertorului, cît şi de procedeul de comandă utilizat.

Procedeul modulaţiei naturale (cu tensiune triunghiulară sau cu nivele de tensiune continuă) poate fi utilizat, pentru un raport dat al frecvenţelor (frecvenţa purtătoarei / frecvenţa fundamentalei tensiunii de ieşire), numai într-un domeniu limitat.

Cînd domeniul frecvenţei de ieşire este larg, cum este cazul tuturor acţionărilor reglabile de c.a., se poate utiliza un procedeu combinat între modulaţia naturală „liberă" şi cea „sincronizată" cu micşorarea raportului frecvenţelor, pe măsura creşterii frecvenţei fundamentalei tensiunii de ieşire. Modulaţia naturală introduce, însă, în mod inerent, un grad variabil de asimetrie în procesul de modulaţie care se repercutează defavorabil în spectrul armonic.

Modulaţia uniformă produce o modulaţie simetrică şi defineşte precis configuraţia pulsului, ceea ce reduce considerabil armonicile de joasă frecvenţă. Analiza directă a spectrului de frecvenţă generalizat (fig. 8 şi 9) furnizează proiectantului date complete pentru orice raport de frecvenţe şi indice de modulaţie. Schema de comandă pentru modulaţia uniformă conţine, în plus, un bloc pentru menţinerea valorii undei de referinţă şi un bloc pentru poziţionarea liniei centrale a tensiunii triunghiulare. Se elimină,

în schimb, circuitele de comandă necesare schimbării raportului frecvențelor la comanda pentru întreg domeniul de frecvență.

Bibliografie

[1] *Țopa, I.* Zur Berechnung einiger Schaltungen für einen Pulswechselrichter. În : Rev. Roum. des Sci. Techniq. Série électrotehn. et énergétique, tome **22**, nr. 4, 1977, p. 541—553.

[2] *Bühler, H.* Umrichtergespeiste Antriebe mit Asynchronmaschinen. In : Neue Technik, nr. 4, 1974, p. 121—139.

[3] *Țopa, I.* A comparative investigation of high power pulsewidthmodulated inverter circuits. In : 2 nd IFAC Symposium on control in power electronics and electrical drives. Düsseldorf, 1977, vol. **1**, p. 250—261.

[4] *Heintze, K., Tappeiner, H.* și *Weibelzahl, M.* Pulswechselrichter zur Drehzahlsteurung von Asynchronmaschinen In : Siemens — Zeitschrift, **45**, 1971, H. 3, p. 154—161.

[5] *Bowes, S. R.* și *Bird, B. M.* Novel approach to the analysis and synthesis of modulation processes in power converters. In : Proc. IEEE, vol. **122**, 1975, nr. 5, p. 507—513.

[6] *Bowes, S. R.* New sinuosidal pulsewidth — modulated invertor. In : Proc. IEEE, vol. **122**, 1975, nr. 11, p. 1279—1285.

CZ 621.957 : 621 — 567

FEROFLUID
CENTRARE
AMORTIZARE

Utilizarea ferofluidelor în centrarea și amortizarea echipajelor mobile

V. BĂDESCU, N. REZLESCU, R. BĂDESCU și E. LUCA* — IAȘI

Introducere

Cercetările din domeniul materialelor magnetice au acordat, în ultimii ani, un interes deosebit lichidelor magnetice. În această categorie de materiale intră, pe de o parte, lichidele magnetice propriu-zise, care constau din soluții saturate ale unor săruri puternic paramagnetice, sau topituri ale acestora și, pe de altă parte, ferofluidele, de cele mai multe ori întîlnite sub numele de fluide magnetice.

Un ferofluid constă dintr-o dispersie ultrastabilă de particule magnetice solide submicronice (~ 100 Å) într-un lichid de bază [1]. Din punct de vedere magnetic un ferofluid este perfect moale, prezentînd un efect de histerezis foarte slab, cînd este supus unui cîmp magnetic variabil.

Tehnologiei ferofluidelor i se acordă multă atenție, întrucît ferofluidele prezintă largi posibilități de aplicație practică în industriile energetică [2], minieră și metalurgică [3], electrotehnică și constructoare de mașini [4—6] etc. Una din principalele aplicații din domeniul mașinilor-unelte și al aparatelor de măsură și control este centrarea și amortizarea ferofluidică a echipajelor mobile.

În articol este făcută o scurtă prezentare a caracteristicilor fizico-mecanice ale ferofluidelor, al căror aspect particular fac posibilă utilizarea acestora în scopul centrării și amortizării. Apoi sînt prezentate, principial cîteva exemple de centrare și amortizare ferofluidică. În finalul lucrării sînt comentate datele experimentale obținute de autori cu privire la efectele de centrare și amortizare a echipajelor mobile ale difuzoarelor radio.

1. Teoria efectelor magnetice în mecanica ferofluidelor

În hidrostatică și hidrodinamică ferofluidele sînt tratate ca lichide omogene, foarte susceptibile la cîmpuri magnetice. În cîmpuri magnetice uniforme, datorită tendinței de aliniere a particulelor din suspensie la direcția cîmpului magnetic aplicat, în ferofluide se crează numai cupluri de forță. În cîmpuri magnetice neuniforme, datorită tendinței ferofluidelor de a ocupa pozițiile de cîmp mai intens, tendință comună tuturor materialelor puternic magnetice, se creează forțe de volum de natură magnetică.

Forța magnetică de volum, $\vec{F}_m$, care acționează asupra volumului V_0 de ferofluid, depinde de magnetizația $\vec{M}$ a acestuia și de intensitatea cîmpului magnetic aplicat $\vec{H}$ [7]:

$$\vec{F}_m = \mu_0 V_0 (\vec{M} \cdot \nabla) \vec{H}, \qquad (1)$$

unde, μ_0 este permeabilitatea magnetică a vidului. Dacă se consideră că într-un ferofluid magnetizația unui element de volum este paralelă cu cîmpul magnetic local, rezultă:

$$\mu_0 V_0 (\vec{M} \cdot \nabla) \vec{H} = \left(\mu_0 V_0 \frac{M}{H} \right) (\vec{H} \cdot \nabla) \vec{H}. \qquad (2)$$

* Fiz. *Bădescu, V.* și fiz. *Rezlescu, N.* lucrează la Centrul de fizică tehnică — Iași, ing. *Bădescu, R.* și ing. *Luca, E.* — la Institutul politehnic — Iași.

Utilizîndu-se identitatea vectorială :

$$(\vec{H}\cdot\nabla)\vec{H} = \frac{1}{2}\nabla(\vec{H}\cdot\vec{H}) - \vec{H}\times(\nabla\times\vec{H})$$

și presupunîndu-se că ferofluidul este neconductor electric, iar curentul de deplasare este neglijabil, astfel încît $\nabla\times\vec{H} = 0$, se obține :

$$\mu_0 V_0(\vec{M}\cdot\nabla)\vec{H} = \left(\mu_0 V_0 \frac{M}{H}\right)\frac{1}{2}\nabla(\vec{H}\cdot\vec{H}) = \mu_0 V_0 M\nabla H. \quad (3)$$

Existînd aceste forțe de origine magnetică, rezultă posibilitatea creării unor cîmpuri de presiuni, de structuri controlabile prin intermediul unor cîmpuri magnetice externe.

Fie un corp de formă oarecare, de volum V, suprafață A și densitate ρ_s, scufundat într-un ferofluid de densitate ρ_l. Forța rezultantă care acționează asupra acestuia este dată de relația :

$$\vec{F} = -\int_A p\vec{n}dA - \int_V \rho_s \vec{g}dV, \quad (4)$$

în care, cu p s-a notat presiunea locală a ferofluidului și cu $\vec{n}$ vectorul unitate normal în orice punct pe suprafața de arie A a corpului scufundat.

Ținîndu-se seama de teorema divergenței a lui Gauss, integrala de suprafață din membrul doi al relației (4) poate fi transformată într-o integrală de volum :

$$\int_A p\vec{n}dA = \int_V \nabla p dV. \quad (5)$$

Acum problema principală este de a calcula gradientul presiunii într-un punct dat din ferofluid. Pentru aceasta se deduce o ecuație a lui Bernoulli, specifică ferofluidelor, în care, în comparație cu cea pentru lichide omogene, apare un termen nou, prin intermediul căruia se definește interacțiunea magnetică :

$$p + \frac{1}{2}\rho_l v^2 + \rho_l gh - \mu_0\int_0^H MdH = \text{constant}. \quad (6)$$

De aici, pentru cazul simplu al echilibrului staționar, rezultă :

$$\nabla p = -\rho_l g + \mu_0 M\nabla H. \quad (7)$$

Introducîndu-se relațiile (7) și (5) în relația (4), se obține :

$$\vec{F} = \int_V (\rho_l - \rho_s)\vec{g}dV - \mu_0\int_V M\nabla H dV. \quad (8)$$

Primul termen conduce la forța ascensională din statica fluidelor :

$$\int_V \vec{g}(\rho_l - \rho_s)dV = (\rho_l - \rho_s)\vec{g}V,$$

valabilă pentru orice volum V, cu condiția ca atît densitățile, cît și accelerația gravitațională să fie uniforme pe acest volum. Al doilea termen semnifică faptul că asupra obiectului scufundat nu se exercită nici o forță de origine magnetică dacă $\vec{H}$ este de intensitate constantă, deoarece în acest caz $\nabla H = 0$. Pentru cazurile cînd ∇H este constant pe întreg volumul V, se obține :

$$\mu_0\int_V M\nabla H dV = \mu_0\langle M\rangle V\nabla H,$$

unde :

$$\langle M\rangle = \frac{1}{V}\int_V MdV$$

este magnetizația medie a ferofluidului.

Ținîndu-se seama de acestea, relația (8) devine :

$$\vec{F} = (\rho_l - \rho_s)\vec{g}V - \mu_0\langle M\rangle V\nabla H. \quad (9)$$

Se constată, deci, existența unui efect magnetic în acțiunea de levitare a corpurilor scufundate în ferofluide.

O altă caracteristică a ferofluidelor, comparativ cu lichidele ordinare, este dependența viscozității lor de starea de magnetizare, deci de cîmpul magnetic aplicat [8—9]. Rezultatele unor modele teoretice [10] pot fi restrînse în expresia :

$$\eta = \eta_0\left(1 + \frac{5}{2}\varepsilon + \frac{3}{2}\varepsilon\sin^2\varphi_s\right), \quad (10)$$

unde :

η este viscozitatea ferofluidului în cîmp magnetic ; η_0 — viscozitatea lichidului de bază și ε — fracțiunea volumică a materialului magnetic solid din suspensie ; al doilea termen din paranteză reprezintă contribuția Einstein ; al treilea termen — dependența viscozității de cîmpul magnetic aplicat, factorul $\sin^2\varphi_s$ fiind :

$$\sin^2\varphi_s = \frac{1}{2}(1 + \beta^{-2}) - \left[\frac{1}{4}(1 + \beta^{-2})^2 - \beta^{-2}\sin^2\gamma\right]^{1/2}, \quad (11)$$

unde :

$\beta^{-2} = (\mu_0 MH/4\pi\eta a^3 k)$, a este diametrul particulelor din suspensie, k — viteza de forfecare

și γ — unghiul dintre perpendiculara pe direcția de curgere și cîmpul aplicat.

Experimental, s-a constatat că viscozitatea crește inițial cu creșterea intensității cîmpului aplicat, pentru ca apoi să se satureze. Pentru aceeași intensitate a cîmpului aplicat, creșterea în viscozitate, cînd cîmpul este paralel cu direcția de curgere, este mai mare cu un factor în jur de doi, în comparație cu creșterea în viscozitate cînd direcția de curgere este perpendiculară pe cîmpul aplicat.

2. Posibilitatea aplicării ferofluidelor la centrarea și amortizarea elementelor mobile

Relația (9) descrie, după cum s-a arătat, fenomenul de levitație ferofluidică; deoarece ∇H poate exista în orice direcție într-un sistem dat, este posibil să se învingă gravitația prin orientarea sa în sensul lui $\vec{g}$. După cum reiese din această relație, un corp nemagnetic scufundat într-un ferofluid plasat într-un cîmp magnetic neuniform, tinde a se mișca spre regiunile de cîmp magnetic minim (fig. 1a). În anumite geometrii de cîmp magnetic, este posibil să se realizeze un punct de cîmp minim în care, sau în vecinătatea căruia, un corp nemagnetic este menținut în echilibru stabil (fig. 1b). Un astfel de aranjament poate fi utilizat în construcția unor accelerometre triaxiale, la centrarea unor axe în mișcare de rototranslație, sau în amortizarea magnetodinamică.

Relația (10) descrie efectul de amortizare magnetovîscoasă. Forțele de frecare vîscoasă care acționează asupra corpurilor ce se mișcă prin ferofluide pot fi controlate, ca amplitudine, prin intensitatea cîmpurilor magnetice aplicate.

În mod obișnuit instrumentele sensibile sînt neamortizate, în vederea eliminării frecării dintre părțile în mișcare. Apare însă de multe ori necesitatea unor amortizări exterioare. Tehnica ferofluidelor oferă acestei probleme o soluție simplă și unică. În instrumentele în care există deja un cîmp magnetic, suplimentarea amortizării este obținută prin introducerea unei mici cantități de ferofluid în spațiul gol ce separă piesele în mișcare de cele fixe. În felul acesta se poate realiza o amortizare și, totodată o centrare, a echipajului mobil al unui difuzor (fig. 2a) sau al unui anizometru cu probă vibrantă. Amortizarea ferofluidică poate fi de asemenea aplicată la motoarele electrice în trepte, în care caz, o cantitate mică de ferofluid fixată și menținută magnetic între rotor și stator, reduce timpul de frînare printr-un factor cuprins între 3 și 4. Clapetele din instrumentele pneumatice pot fi amortizate prin metoda cunoscută ca „amortizarea cu peliculă pulsantă". În acest caz, un magnet permanent reține ferofluidul între clapă și carcasă, viscozitatea ferofluidului care este pompat în afara și în interiorul întrefierului (fig. 2b) controlînd nivelul de amortizare.

3. Rezultate experimentale privind centrarea și amortizarea ferofluidică într-un difuzor

Prin utilizarea ferofluidelor în construcția difuzoarelor se urmărește:

— amortizarea suplimentară a echipajului mobil și deci eliminarea de armonici;

— mărirea fluxului de inducție magnetică prin întrefier, prin micșorarea reluctanței acestuia, și deci mărirea randamentului difuzorului;

— autocentrarea echipajului mobil și de aici posibilitatea eliminării unei părți din sistemul de centrare mecanică;

— îmbunătățirea transferului de căldură.

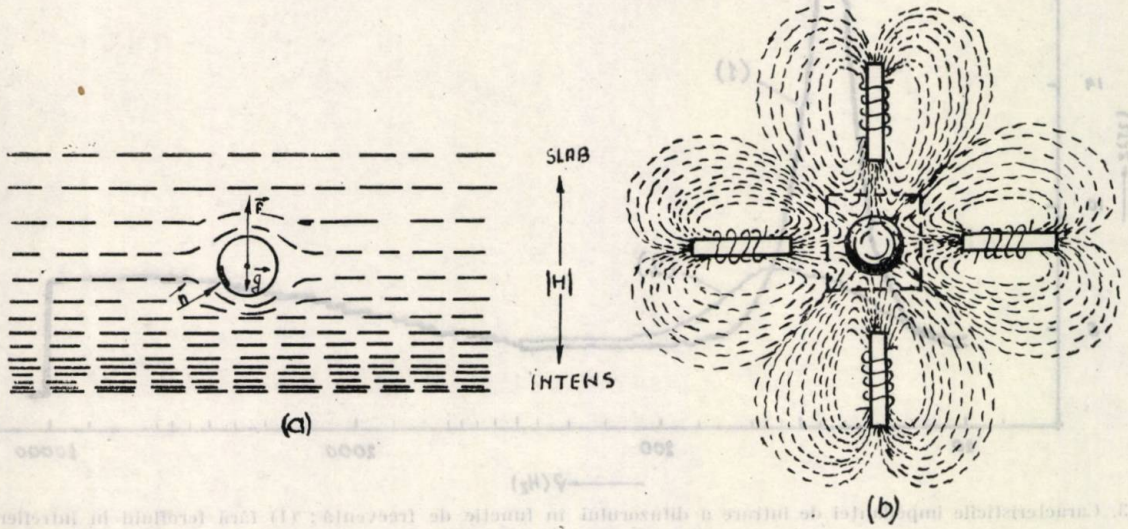


Fig. 1. Efectul de levitare fluidomagnetică a corpurilor nemagnetice scufundate în ferofluide.

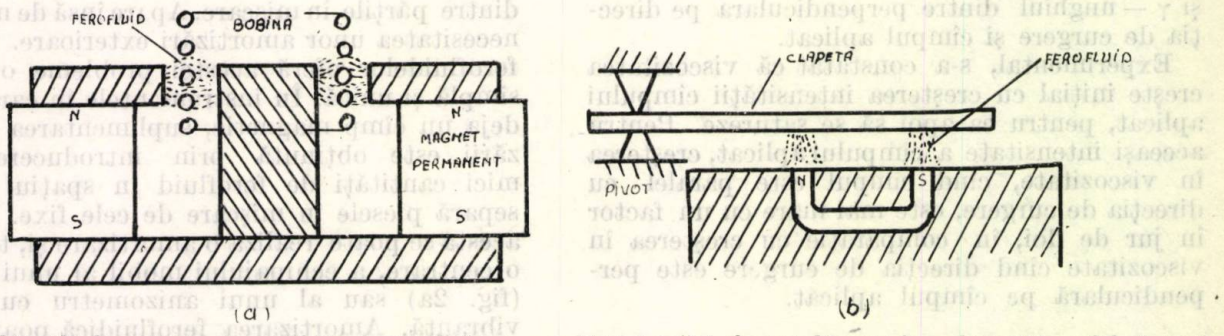


Fig. 2. Exemple de centrare și amortizare ferofluidică: a — echipajul mobil al unui difuzor; b — elementul mobil al unui instrument pneumatic.

Experiențele au fost făcute pe un difuzor electrodinamic de putere mică, în laboratorul de electroacustică al întreprinderii „Electronica" București.

S-a utilizat un ferofluid pe bază de ulei de transformator, realizat la Centrul de fizică tehnică — Iași, avînd magnetizația de saturație de 200 Gs.

În cadrul încercărilor au fost urmărite performanțele difuzorului înainte și după introducerea ferofluidului în întrefier. Parametrii afectați de această modificare au fost următorii:

— frecvența de rezonanță;

— caracteristica presiunii funcție de frecvență;

— caracteristica impedanței funcție de frecvență;

— distorsiunile armonice.

În figura 3 sînt reprezentate două caracteristici ale impedanței funcție de frecvență. Una a fost ridicată înaintea introducerii ferofluidului în întrefier (curba 1), iar cealaltă după introducerea ferofluidului (curba 2). Se constată o uniformizare pronunțată a impedanței în urma introducerii ferofluidului, deci o îmbunătățire în acest sens.

În figura 4 sînt reprezentate două caracteristici ale presiunii funcție de frecvență și două rejecții. Pentru ridicarea lor s-a folosit tehnica clasică, adică emiterea unui sunet de către difuzorul alimentat cu un semnal audio a cărei frecvență variază logaritmic între 20 și 20 000 Hz, recepția semnalului sonor cu un microfon de mare fidelitate, într-o cameră surdă, și analiza semnalului final. La rejecție, din semnalul dat de microfon este eliminată, prin filtrare, componenta de frecvență egală cu cea a semnalului de excitare a difuzorului. Caracteristicile presiunii (curba 1 fără ferofluid, curba 2 cu ferofluid) sînt aproximativ identice, introducerea ferofluidului în întrefier atenuînd puțin semnalul din domeniul frecvențelor joase. Distorsiunile armonice (curba 3 rejecție fără ferofluid, curba 4 rejecție cu ferofluid) scad apreciabil la frecvențe joase, ceea ce se traduce printr-o audiție mai plăcută sub acest aspect.

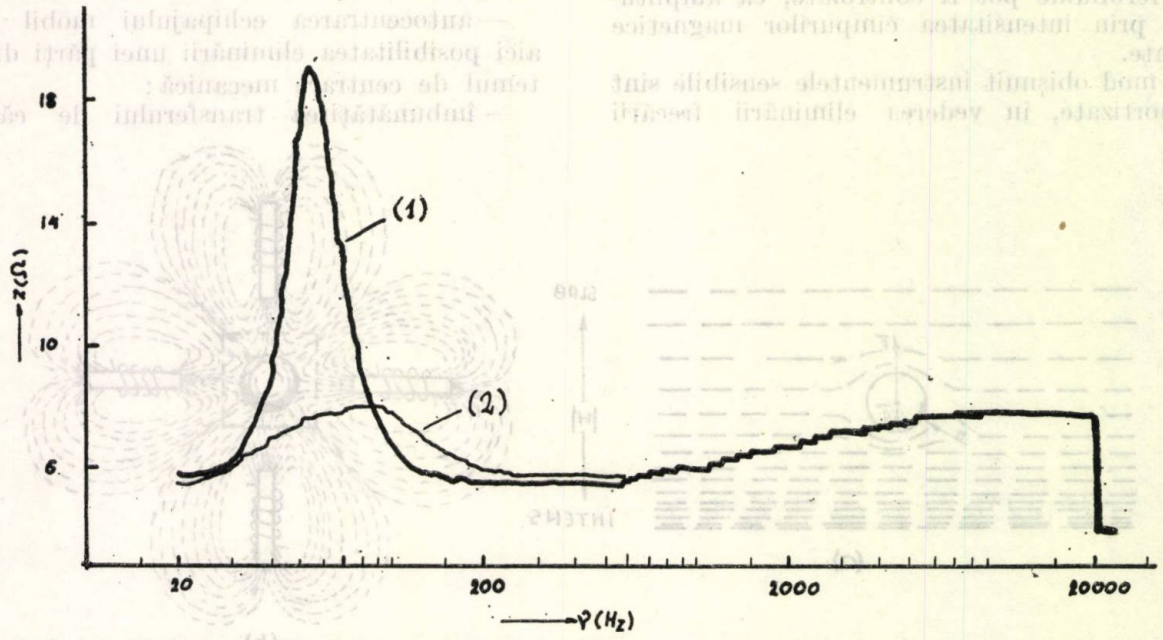


Fig. 3. Caracteristicile impedanței de intrare a difuzorului în funcție de frecvență: (1) fără ferofluid în întrefier; (2) cu ferofluid în întrefier.

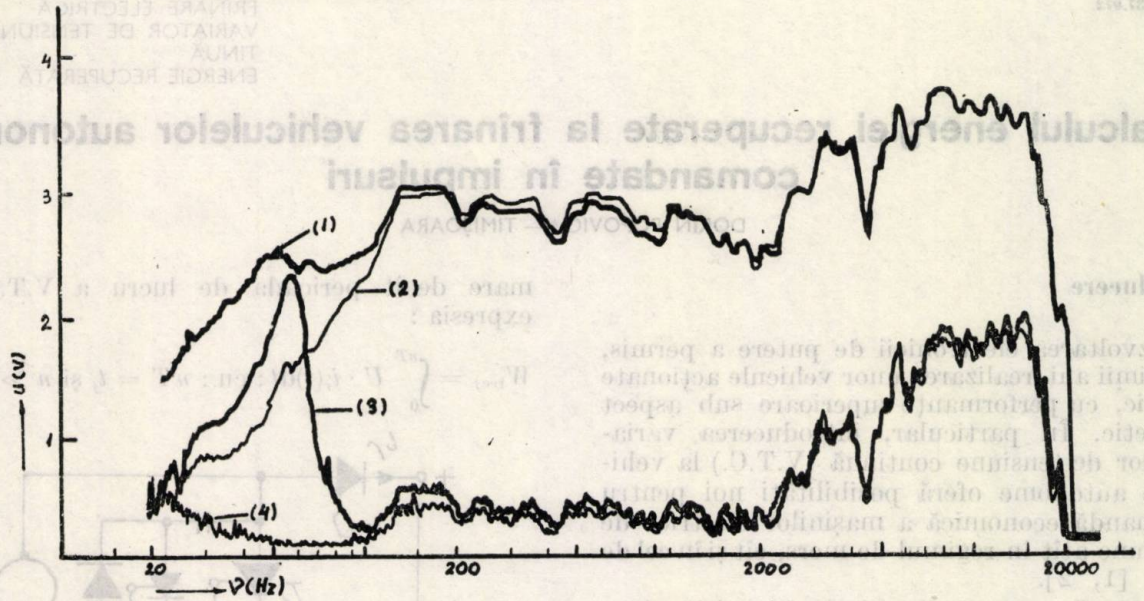


Fig. 4. Caracteristicile presiunii funcţie de frecvenţă: (1) fără ferofluid în întrefier; (2) cu ferofluid în întrefier; (3) rejecţie fără ferofluid în întrefier; (4) rejecţie cu ferofluid în întrefier.

S-a constatat de asemenea o favorizare a centrării bobinei în întrefier. Ferofluidul a permis lărgirea întrefierului fără a scădea randamentul.

Efectele prezenţei ferofluidului în întrefier pot fi controlate prin viscozitatea lichidului de bază, prin fracţiunea volumică a materialului magnetic solid din suspensie şi prin natura particulelor magnetice dispersate.

4. Concluzii

Din analiza prezentată rezultă că ferofluidele pot fi utilizate la rezolvarea multor probleme tehnice privind realizarea centrării şi amortizării echipajelor mobile din instrumente, aparate de măsură şi control şi dispozîtive electrotehnice.

Rezultatele încercărilor efectuate, în particular, pe un difuzor radio aduc argumente favorabile în acest sens.

Bibliografie

[1] *Kaiser, R.* şi *Miskolczy, G.* Magnetic properties of stable dispersions of subdomian magnetite particles (Proprietăţile magnetice ale dispersiilor stabile de particule de magnetită subdomenice). In : J. AApl. Phyd., vol. **41**, nr. 3, p. 1 064—1 072, 1970.

[2] *Rosensweig, R. E.* Magnetic fluids (Fluide magnetice). In : Intl. Sci. Tech., vol. **55**, nr. 7, p. 48—56, 1966.

[3] *Khalafalla, S. E.* şi *Reimers, G. W*, Separating nonferrous metals in incinerator residue using, magnetic fluids (Separarea metalelor neferoase din reziduurile de incinerare prin utilizarea fluidelor magnetice). In : Sep. Sci., vol. **8**, nr. 2, p. 161—178, 1973.

[4] *Kaiser, R.* şi *Miskolcz, G.* Some applications of ferrofluid magnetic colloids (Citeva aplicaţii ale ferofluidelor — coloizi magnetici). In : IEEE Trans. on Magnetics, **MAG—6**, nr. 3, pp. 694 — 698, 1970.

[5] *Moskowitz, R.* Designing with ferrofluids (Proiectarea cu ferofluide). In : Mechanical Engineering, vol. **97**, nr. 2, p. 30—36, 1975.

[6] *Cary, B. B.* şi *Fenlon, F. H.* On the utilization of ferrofluids for transducer application (Asupra utilizării ferofluidelor ca traductori). In : J. Acoust. Soc. Am., vol. **45**, nr. 5, p. 1 210—1 216, 1969.

[7] *Neuringer, J. L.* şi *Rosensweig, R. E.* Ferrohydrodyn (Ferohidrodinamica). Phys. Fluids, vol. **7**, nr. 12, pp 1 927 — 1 937, 1964.

[8] *Rosensweig, R. E, Kaiser.R* şi *Miskolczy. G.* Viscosity of magnetic fluid in a magnetic field (Viscozitatea unui fluid magnetic într-un cîmp magnetic. În: J. Coll. Interf. Sci., vol. **29**, nr. 4, p. 680 — 668 (1969).

[9] *McTague, J. P.* Magnetoviscosity of magnetic colloids (Magnetoviscozitatea coloizilor magnetici). În: J. Chem. Phys., vol. **51**, nr.1, p. 133—136, 1969.

[10] *Hall, W. F.* şi *Busenberg, S. N.* Viscosity of magnetic. suspensions (Viscozitatea suspensiilor magnetice). În: J.Chem. Phys., vol. **51**, nr. 1, p. 137 — 141, 1969.

CZ 621.337.072

FRÎNARE ELECTRICĂ
VARIATOR DE TENSIUNE CONTINUĂ
ENERGIE RECUPERATĂ

Calculul energiei recuperate la frînarea vehiculelor autonome comandate în impulsuri

DORIN POPOVICI* — TIMIȘOARA

Introducere

Dezvoltarea electronicii de putere a permis, în ultimii ani, realizarea unor vehicule acționate electric, cu performanțe superioare sub aspect energetic. În particular, introducerea variatoarelor de tensiune continuă (V.T.C.) la vehiculele autonome oferă posibilități noi pentru o comandă economică a mașinilor electrice de tracțiune atît în regimul de mers, cît și în cel de frînă [1, 2].

În [3, 4] se arată că reglarea bipoziționlă a curentului are deosebite avantaje în cazul vehiculelor autonome, iar în [5] se demonstrează că reglarea curentului este modul optim de comandă a acționărilor electrice în curent continuu și, deci, se poate conchide că cel puțin, pentru vehicule autonome, soluția cea mai adecvată este folosirea V.T.C. cu reglarea bipoziționlă a curentului.

În lucrare se prezintă o metodă de calcul pentru energia recuperată la frînarea unui vehicul autonom (electrocar, locomotivă de manevră etc.) echipat cu V.T.C. cu reglare bipoziționlă a curentului, bazată pe ecuațiile de mișcare ale vehiculelor specifice tracțiunii electrice.

Principiul reglării bipoziționale este prezentat pe larg în [3, 4], iar ecuațiile de mișcare ale vehiculelor în [6], de aceea nu se va insista în mod special asupra acestor probleme.

Pe baza energiei recuperate se pot determina (sau corecta) indicatori energetici specifici cum sînt autonomia vehiculului, randamentul energetic global, consumul specific etc.

1. Prezentarea metodei de calcul

Considerînd schema pentru frînare recuperativă din figura 1a, se are în vedere un V.T.C. cu comutație indirectă, legat la bornele unei mașini de curent continuu cu excitație serie. Pentru V.T.C. cu comutație directă și respectiv mașină de curent continuu cu excitație separată se vor indica particularizările la punctul 2.

Referitor la schema din figura 1a, energia recuperată într-un interval de timp t_j, mult mai mare decît perioada de lucru a V.T.C. are expresia :

$$W_{recj} = \int_0^{nT} U \cdot i_r(t)\mathrm{d}t \text{ ; cu : } nT = t_j \text{ și } n \gg 1. \quad (1)$$

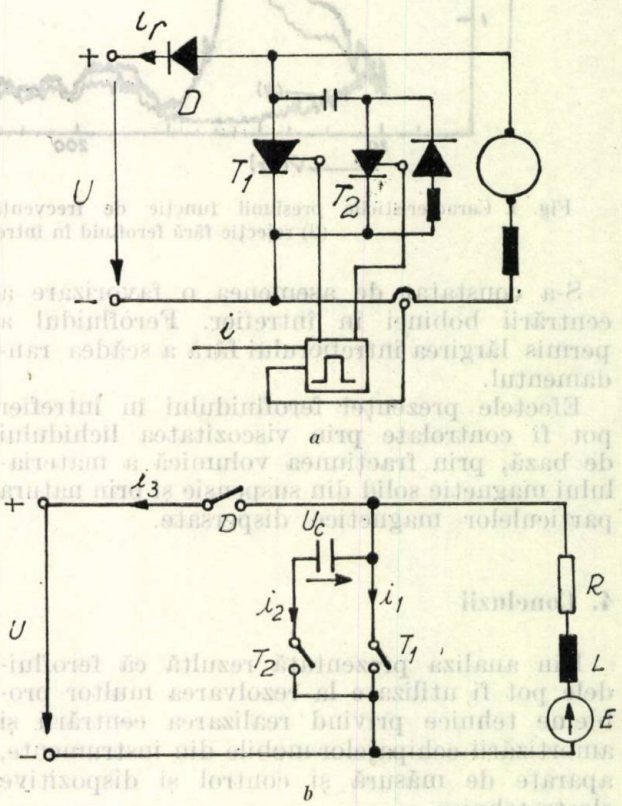


Fig. 1. Explicativă pentru frînarea recuperativă cu V.T.C. : a — Schema principială ; b — Schema echivalentă.

Introducînd puterea recuperată medie, ca valoare medie a puterii instantanee luată pe un număr întreg de perioade :

$$P_{recj} = \frac{1}{nT}\int_0^{nT} U \cdot i_r(t)\,\mathrm{d}t, \quad (2)$$

se poate găsi o relație simplă între puterea medie recuperată și energia recuperată :

$$W_{recj} = P_{recj} \cdot t_j. \quad (3)$$

Calculul energiei recuperate s-a redus la determinarea unei puteri medii recuperate într-un interval de timp precizat.

După cum se va arăta, puterea medie recuperată depinde, prin intermediul tensiunii

* Ing. *Popovici, D.* este asistent la Institutul politehnic — Timișoara.

electromotoare, de turația mașinii, sau de viteza vehiculului și de parametrii comenzii (curentul reglat și histereza regulatorului). Pentru a determina durata intervalelor t_j, este necesară rezolvarea ecuației de mișcare a vehiculului printr-o metodă numerică sau grafo-analitică și aproximarea în trepte a rezultatului (fig. 2).

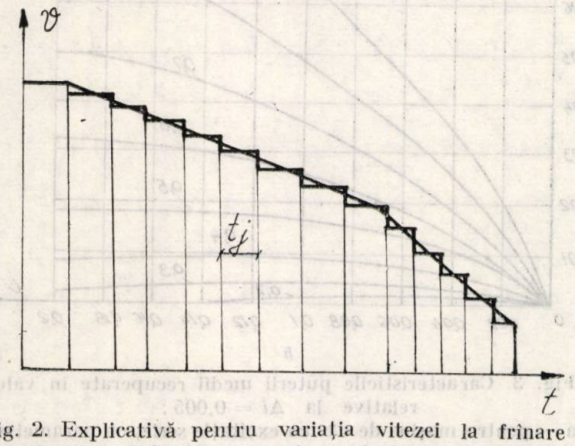


Fig. 2. Explicativă pentru variația vitezei la frînare și aproximarea ei în trepte pentru calcularea energiei recuperate.

Calculul energiei recuperate în intervalul t_j, în care se aplică frînarea, înseamnă efectuarea însumării :

$$W_{recf} = \sum_{j=1}^{n} P_{recj} \cdot t_j. \tag{4}$$

Acest calcul se poate face numeric pe baza unui algoritm care să înglobeze atît rezolvarea numerică a ecuației de mișcare și exprimarea puterii medii recuperate, cît și executarea pas cu pas a relației (4). Este, însă, posibilă și rezolvarea grafo-analitică a problemei prin integrarea suprafeței de sub curba $P_{recj} = f(t)$, obținută pe baza unor caracteristici de variație a puterii recuperate. Aceste caracteristici se vor prezenta pe larg, deoarece conțin informații utile pentru procesul de frînare recuperativă.

2. Caracteristicile de variație ale puterii medii recuperate

Pentru determinarea exactă a puterii medii recuperate nu poate fi neglijată, în cazul schemei, din figura 1a, durata intervalului de comutație. Rezolvarea ecuațiilor diferențiale, ce se scriu pe baza schemei echivalente din figura 1b, este posibilă prin liniarizarea expresiei tensiunii electromotoare, în intervalul precizat de histereza regulatorului Δi [7].

Determinarea modelului matematic V.T.C.—mașină

Considerînd elementele semiconductoare ideale, mașina cu parametri constanți și neglijînd pierderile în fier se poate concluziona :

În intervalul 1, corespunzător conducției tiristorului principal (T_1 închis în fig. 1b) :

$$i_1(t) = \frac{E_0}{R(1-k_R)}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}(1-k_R)}\right) + i_0 e^{-\frac{t}{\tau}(1-k_R)},$$

$$\text{pentru } R \neq K_R, \tag{5}$$

unde t.e.m. liniarizată are forma $E = E_0 + K_R i$, τ — constanta de timp a mașinii, $k_R = \frac{K_R}{R}$ și i_0 — valoarea inițială a curentului, iar pentru $K_R = R$:

$$i_1(t) = \frac{E_0}{L} t + i_0. \tag{6}$$

Intervalul 1 se termină cu condiția $i_1(t = t_1) = i_1$, iar durata t_1 se poate calcula din relația (5) respectiv (6).

În intervalul 2 tiristorul de stingere este în conducție (T_2 închis). Se obține :

$$i_2(t) = e^{-\frac{R-K_R}{2L}t_2}\left(i_1 \cos \omega t + \right.$$

$$\left. + \frac{E_0 + U_{c0} - \frac{R-K_R}{2} i_1}{\omega L} \sin \omega t\right) \tag{7}$$

și :

$$u_c(t) = -E_0 + e^{-\frac{(R-K_R)t}{2L}}\left\{(E_0 + U_{c0})\cos \omega t - \right.$$

$$\left. - \left[i_1 \omega L - \frac{R-K_R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}(U_{c0} + E_0)\right]\right\} \sin \omega t, \tag{8}$$

în care i_1 și U_{c0} sînt valorile inițiale ale curentului și, respectiv, tensiunii condensatorului la intrarea în conducție a lui T_1, iar $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

Durata intervalului 2 (fig. 1 b) se determină pe baza condiției :

$$-u_c(t = t_{II}) = U \tag{9}$$

și se poate obține analitic doar pentru cazul $k_R = R$ sub forma :

$$t_{II} = \frac{1}{\omega}\left(\arcsin \frac{U - E_0}{\omega L \sqrt{i_1^2 + \left[\frac{E_0 + U_{c0}^2}{\omega L}\right]^2}} + \right.$$

$$\left. + \operatorname{arc\,tg} \frac{E_0 + U_{c0}}{\omega L\, i_1}\right). \tag{10}$$

Pentru $K_R \neq R$ ecuaţia de determinare a duratei intervalului de comutaţie se poate rezolva numeric printr-o procedură de calcul [7] concepută pe baza metodelor de rezolvare pentru ecuaţii algebrice şi transcendente [8].

In intervalul 3 are loc recuperarea energiei electrice în sursă (dioda D conduce). Se obţine :

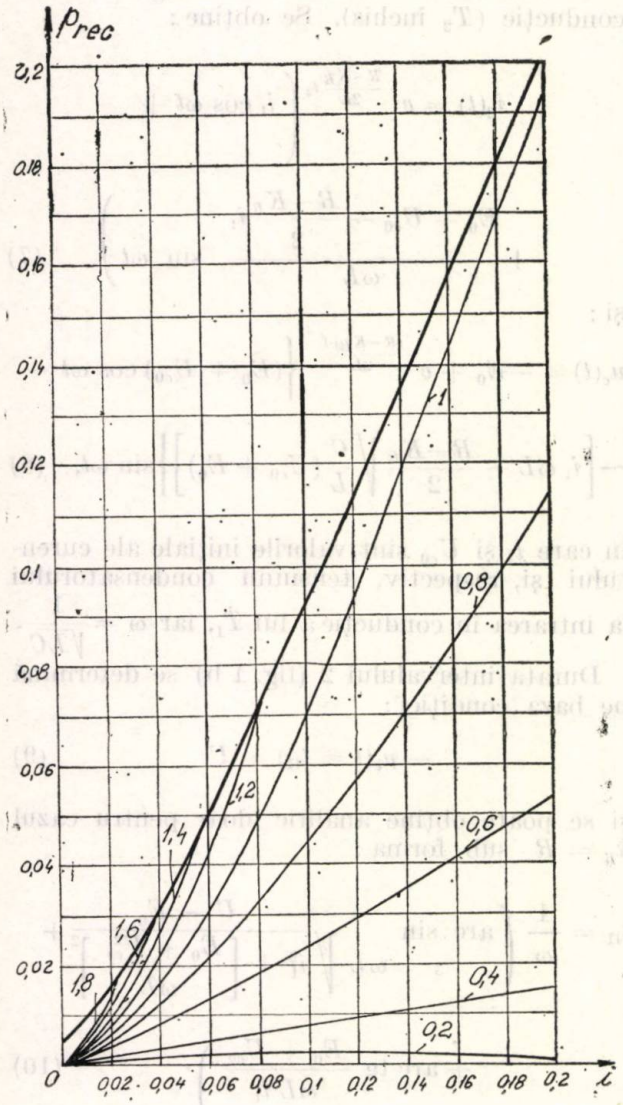
$$i_3(t) = i_{II} e^{-\frac{t}{\tau}(1-k_R)} - \frac{U - E_0}{R(1-k_R)}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}(1-k_R)}\right). \quad (11)$$

Pentru $k_R = R$ se obţine :

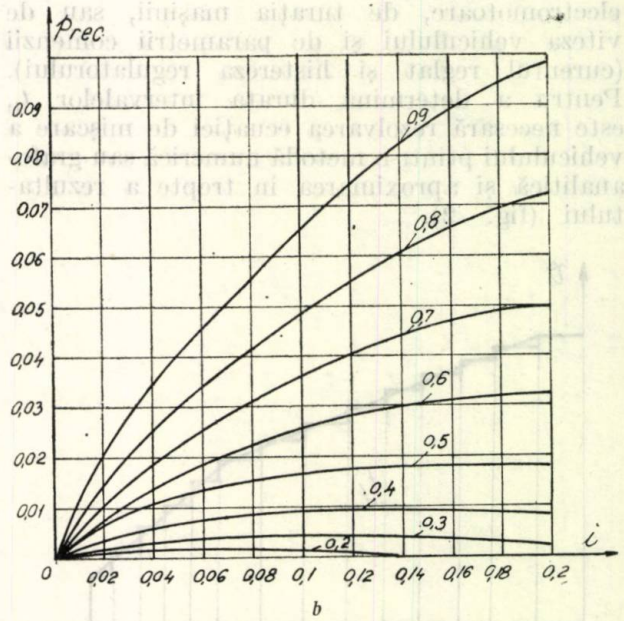
$$i_3(t) = i_{II} - \frac{U - E_0}{L} t. \quad (12)$$

Valoarea iniţială a curentului prin sursă $i_2(t = t_{II}) = i_{II}$, este în general diferită de i_I şi se poate obţine prin acelaşi procedeu de calcul care furnizează durata intervalului de comutaţie t_{II}.

Pe baza relaţiilor de mai sus este posibilă obţinerea condiţiei de stabilitate statică a



a



b

Fig. 3. Caracteristicile puterii medii recuperate în valor relative la $\Delta i = 0{,}005$:
a — pentru maşina de c.c. cu excitaţie serie, cu parametrul turaţia în valori relative cu marcarea limitei de stabilitate ;
b — pentru maşina de c.c. cu excitaţie separată cu parametrul tensiunea electromotoare în valori relative.

maşinii serie în regim de frînare recuperativă cu V.T.C. Într-adevăr, pentru a avea o funcţionare stabilă în intervalul 1 derivata curentului trebuie să fie pozitivă, iar în intervalul 3 negativă. Prelucrînd relaţiile (5), (6) şi (11), (12) se poate ajunge la condiţia de stabilitate statică :

$$U > E_0 + i_{II}|(R - K_R)|. \quad (13)$$

De asemenea, pe baza relaţiilor (5) —(12) se pot analiza şi cazuri particulare. Astfel VTC cu comutaţie directă se ia în consideraţie prin $t_{II} = 0$ şi $i_I = i_{II}$, iar maşina cu excitaţie separată prin $E = E_0$ şi $k_R = 0$.

Determinarea puterii medii recuperate

Pentru puterea medie recuperată, relaţia (2) se găseşte, în cazul cel mai general, expresia :

$$P_{rec} = \frac{E_0}{T}\int_0^{t_{III}} i_3(t)\,dt + \left(\frac{K_R - R}{T}\right)\int_0^{t_{III}} i_3^2(t)\,dt + \frac{L}{2T}(i_{II}^2 - i_0^2). \quad (14)$$

Cele trei componente din membrul drept al relaţiei (14) reprezintă aportul de putere al tensiunii electromotoare şi al inductivităţii maşinii.

Pe baza acestei relaţii s-a calculat numeric puterea recuperată cu maşina de excitaţie serie (fig. 3a) şi excitaţie separată (fig. 3b).

Rezultatele sînt exprimate în unităţi relative prin raportare, după cum urmează : *curenţii*, la curentul de scurtcircuit al maşinii,

tensiunile, la tensiunea sursei, *puterile*, la puterea de scurtcircuit, *turațiile*, la turația nominală, *timpul*, la constanta de timp a mașinii.

În urma calculelor efectuate pentru VTC cu comutație directă ($t_{II} = 0$) s-a constatat că alura curbelor se păstrează [7]. Diferența între cele două tipuri de variatoare constă doar în faptul că o parte din putere este schimbată de circuitul magnetic al mașinii, cu condensatorul de stingere direct, în cazul VTC cu comutație indirectă, în intervalul de comutație și indirect, prin intermediul sursei de tensiune, în cazul VTC cu comutație directă [7].

Pentru cazul mașinii serie (fig. 3 a) se poate concluziona că, pentru înlăturarea instabilității la curenți și turații mari, trebuie luate precauții speciale, concretizate în mărirea rezistenței în circuit, mărirea tensiunii de alimentare sau slăbirea de cîmp. În figura 3 b sînt arătate caracteristicile pentru mașina cu excitație separată. Comportarea este similară, cu mențiunea că, zona de instabilitate a dispărut.

Pentru schemele de comutație directă și pentru cele cu comutație indirectă, la neglijarea intervalului de comutație (la curenți de frînare de ordinul de mărime al curentului nominal al mașinii), s-a determinat o expresie analitică simplificată pentru calculul puterii medii recuperate, ținînd seama de tensiunea electromotoare, curentul reglat și histereza regulatorului la considerarea variației liniare pentru curent. În valori relative se obține:

$$p_{rec} = e_0 \cdot i(1 - a) + \\ + (k_r - 1)\left(i^2 + \frac{\Delta i}{12}\right)(1 - a) + \frac{i\,\Delta i}{T}, \quad (15)$$

unde i este curentul reglat, Δi — histereza regulatorului, a — durata relativă de conducție și T — perioada de lucru.

Pe baza celor arătate la punctul 2.1, relația (15) poate fi adaptată și pentru mașina cu excitație separată.

În cazul locomotivelor echipate cu baterii de acumulatoare un VTC este cuplat cu mai multe motoare de tracțiune, care funcționează în paralel. În acest caz, considerînd condițiile de aderență identice la osiile motoare, puterea recuperată se obține multiplicînd puterea medie recuperată corespunzătoare unui motor (fig. 3), cu numărul de motoare ce funcționează în paralel pe același V.T.C.

3. Determinarea energiei recuperate prin frînare

Pe baza celor prezentate s-a calculat numeric, pentru un vehicul autonom, variația puterii medii recuperate la frînare, cu decelerare constantă pe o porțiune de palier. Deceleația este stabilită prin valoarea curentului reglat, fiind proporțională cu acesta.

În figura 4 se prezintă rezultatele calculului [7], considerînd valoarea relativă a turației la

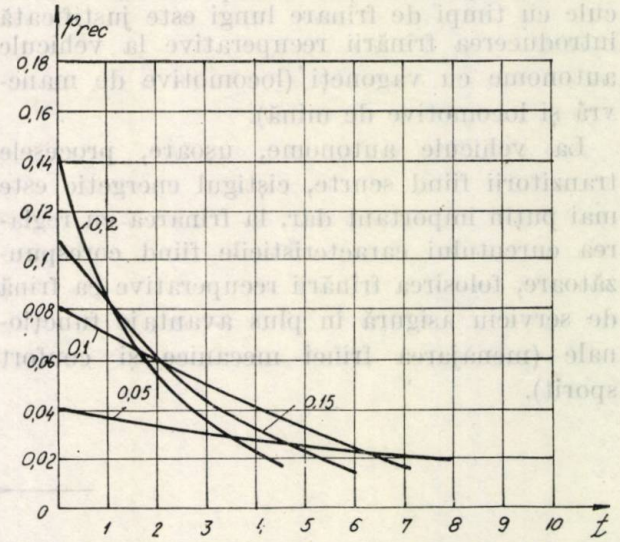


Fig. 4. Variația puterii medii recuperate în valori relative la frînare, cu parametrul curentul reglat, timpul raportat la constanta electromecanică.

care începe frînarea 0,8. Se consideră nesemnificativă energia recuperată la $p_{rec} < 0{,}02$.

Suprafața de sub curbe reprezintă energia recuperată prin frînare. Din examinarea figurii rezultă concluzii importante. Astfel, se constată că energia recuperată depinde nemijlocit de timpul de frînare, ceea ce înseamnă că se pot obține energii recuperate mari pe trasee convenabile, funcție de parcurs și cu vehicule grele. Pe pante, fiind posibilă menținerea constantă a vitezei de coborîre, energia recuperată depinde nemijlocit de viteza de coborîre. De asemenea, se constată că la frînări puternice există posibilitatea obținerii unor vîrfuri de putere cu repercusiuni negative asupra sursei de tensiune. Protejarea sursei de tensiune se poate face prin limitarea curentului de frînare la viteze mari (ceea ce are ca dezavantaj și limitarea efectului de frînare) sau, prin disiparea parțială pe rezistențe a vîrfului de putere dat de mașină în primele secunde ale frînării (în acest caz limitarea efectului de frînare nu mai apare).

În sfîrșit, energia recuperată, astfel calculată, trebuie corectată cu randamentul la încărcare a bateriei. Valoarea randamentului de încărcare a bateriei trebuie determinată experimental pentru tipul de baterie folosit la stări diferite de încărcare a bateriei pentru diferiți curenți și durate de încărcare variabilă.

4. Concluzii generale

Din cele prezentate a rezultat că, pentru calculul energiei recuperate prin frînare este necesară cunoașterea parcursului și în parti-

cular desfășurarea în timp a procesului de frînare.

Avînd în vedere că energia recuperată prin frînare se poate obține corespunzător la vehicule cu timpi de frînare lungi este justificată introducerea frînării recuperative la vehicule autonome cu vagoneți (locomotive de manevră și locomotive de mină).

La vehicule autonome, ușoare, procesele tranzitorii fiind scurte, cîștigul energetic este mai puțin important dar, la frînarea cu reglarea curentului caracteristicile fiind corespunzătoare, folosirea frînării recuperative ca frînă de serviciu asigură în plus avantaje funcționale (menajarea frînei mecanice și confort sporit).

Bibliografie

[1] *Meyer, M.* Mutatoare cu comutație forțată. București, Editura tehnică, 1970.

[2] *Heumann, K., Stumpe, A.* Thyristoren. Eigenschaften und Anwendungen. Stuttgart, B.6 Teubner, 1969.

[3] *Kahlen, H., Weigel, W.* Vergleichende Messungen an Verschiedenen Elektroantrieben für einem Versuchs-Personen, Kraftwagen. In: ETZ-A, vol. **94**, nr. 11, 1973, p. 646—653.

[4] *Bader, C., Plust, H.* Elektrische Antriebe für Strassenfahrzeuge, Entwicklungsstand und aktuelle Probleme. In: ETZ—A, vol. **94**, nr. 11, 1973, pp. 643—645.

[5] *Wasserab, T.* Über den energetischen Wirkungsgrad von elektrischen Antrieben. In: Elektrotechnik und Maschinenbau, vol. **89**, nr. 7, 1972, p. 275—283.

[6] *Văzduțeanu, V.* Tracțiune electrică. Timișoara, Litografia IPT, 1968.

[7] *Popovici, D.* Referat în cadrul pregătirii pentru doctorat. IPT, 1976.

[8] *Dancea, I.* Programarea calculatoarelor numerice. Cluj, Editura Dacia, 1973.

CZ 621.315

REGIM PERMANENT
REGIM TRANZITORIU
CABLURI DE ENERGIE

Contribuții la calculul regimurilor termice de funcționare a cablurilor de energie

A. ARIE, C. CRUCERU, M. EREMIA, S. HURDUBEȚIU, FL. POPESCU* — BUCUREȘTI

Date introductive

Calculul încălzirii cablurilor de energie subterane a făcut obiectul unor îndelungate studii și cercetări efectuate în cadrul C.I.G.R.E. ** și C.E.I. ***, precum și de numeroși specialiști [1—4]. Pe baza analizei acestor studii și cercetări, ca și a unor lucrări proprii de cercetare, s-au elaborat unele metode de calcul al regimului termic în cabluri de energie.

Metodele de calcul prezentate în lucrare, vor fi însoțite de unele exemple, aplicate în cazul unui cablu de energie monofazat de 20kV, cu izolație din polietilenă, produs de Întreprinderea de cabluri și materiale electrotehnice din București. În acest sens, lucrarea cuprinde trei părți: calculul sarcinii în regim permanent; calculul sarcinii în regim variabil de lungă durată; calculul regimului termic de scurtă durată.

1. Metoda de calcul a încălzirii cablului în regim permanent

În cele ce urmează se expune o metodă de calcul a regimului termic permanent într-un cablu monofazat determinîndu-se, cu această ocazie, curentul maxim admisibil pentru o încărcare de durată continuă (sarcina 100 % timp de 24 ore). Configurația geometrică a cablului, căruia i se aplică această metodă este indicată în figura 1.

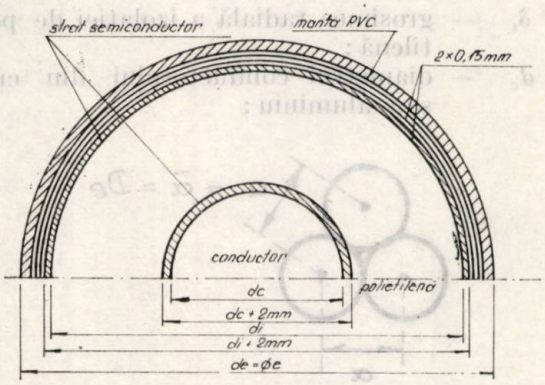
Calculul se efectuează pe o schemă analogică termoelectrică, stabilindu-se următoarele corespondențe:

Circuit termic	*Circuit electric*
Flux de căldură în unitatea de timp, W;	Curent electric, I
Diferența de temperatură:	Diferența de potențial la borne:
$\Delta\theta = \theta_{12} = \theta_1 - \theta_2$.	$U_{ab} = U_a - U_b$.

* Dr. ing. *Arie Arie*, profesor universitar, dr. ing. *Constantin Cruceru*, conferențiar universitar, Dr. ing. *Mircea Eremia*, șef de lucrări, ing. *Sorin Hurdubețiu*, asistent universitar la Institutul politehnic București, *Florica Popescu*, cercetător științific la Centrul de calcul ICPE—București.

** Commission Internationale de Grandes Réseaux Électriques (Comisia internațională a marilor rețele energetice) cu sediul la Paris.

*** CEI—Commission Électrotechnique Internationale (Comisia electrotehnică internațională), cu sediul la Geneva.



Secțiunea conductorului mm²	Grosimea nominală mm					Φ exterior informativ mm
	Strat pe semiconductor mm	Izolație polietilenă (pe) mm	Strat semiconductor (pe) mm	Benzi cu mm	Manta exterioară PVC mm	
Idc	Poz. 1	Poz. 2	Poz. 3	Poz. 4	Poz. 5	
50	1	5,5	1	2×0,15	2,2	29
70	1	5,5	1	2×0,15	2,2	31
95	1	5,5	1	2×0,15	2,2	33
120	1	6,0	1	2×0,15	2,4	36
150	1	6,0	1	2×0,15	2,4	37
185	1	6,0	1	2×0,15	2,6	40

Fig. 1. Cablu monofazat cu izolație de polietilenă și manta de policlorură de vinil.

Avînd în vedere analogia dintre fenomenul de transmitere a fluxului energiei termice în regim staționar, descris de legea lui Fourier, și cel al curgerii unui curent electric prin materialele conductoare, descris de legea lui Ohm, se poate alcătui o schemă termică a cablului conform figurii 2, în care se fac notațiile de mai jos :

W_1 — pierderile specifice Joule într-un conductor, în unitatea de timp și pe unitatea de lungime a cablului, măsurate în W/cm ;

W_2 — pierderile specifice în dielectric, pe unitatea de lungime și în unitatea de timp, în W/cm) ;

W_{1e} — pierderile specifice în ecranele metalice, pe unitatea de timp și unitatea de lungime a acestora, în W/cm ;

R_{T1} — rezistența termică specifică (lineică) între conductor și ecran (rezistența de polietilenă și a stratului semiconductor), în grd·cm/W ;

R_{T2} — rezistența stratului de umplutură care se consideră nulă ;

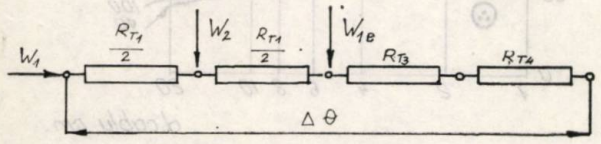


Fig. 2. Schema electrică analogică cu surse de curenți constanți.

R_{T3} — rezistența termică specifică (lineică) a învelișului exterior al cablului pe unitatea de lungime), în grd. cm/W ;

R_{T4} — rezistența termică specifică (lineică) a solului, pentru cabluri pozate direct în sol, în grd·cm/W ;

$\Delta\theta$ — diferența de temperatură dintre suprafața conductorului și mediul ambiant, în grd·C.

Conform figurii 2 căderea de temperatură $\Delta\theta$ se face pe baza unei relații asemănătoare cu legea lui Ohm, de forma :

$$\Delta\theta = W_1 \frac{R_{T1}}{2} + (W_1 + W_2)\frac{R_{T1}}{2} + (W_1 + W_{1e} + W_2)\cdot(R_{T3} + R_{T4}). \quad (1)$$

Admitem că raportul dintre pierderile în ecranele metalice W_{1e} și pierderile totale în conductorul cablului (W_1) este :

$$\lambda_1 = W_{1e}/W_1 ;$$

iar :

$$W_1 = R\cdot I^2 ;$$

unde :

R este rezistența electrică în curent alternativ, pe unitatea de lungime a conductorului metalic al cablului la temperatura sa maximă de funcționare, în Ω/cm ;

I — curentul în regim permanent (sarcină 100%), ce parcurge cablul, în A.

În acest caz, relația (1) devine :

$$\Delta\theta = \left(W_1 + \frac{1}{2}W_2\right)R_{T1} + /W_1(1+\lambda_1) + W_2/\cdot(R_{T3} + R_{T4}). \quad (2)$$

Din relația (2) se obține :

$$I^2 = \frac{\Delta\theta_a - W_2\left(\frac{1}{2}R_{T1} + R_{T3} + R_{T4}\right)}{R[R_{T1} + (1+\lambda_1)\cdot(R_{T3} + R_{T4})]}, \quad (3)$$

$$I^2 = \frac{\Delta\theta_a - W_2\left(\frac{1}{2}R_{T1} + R_{T4} + R_{T3}\right)}{R_w\left(\frac{R_{T1}}{1+\lambda_1} + R_{T3} + R_{T4}\right)}. \quad (4)$$

Se notează cu :

$$R_w = R\cdot(1+\lambda_1), \quad (5)$$

$$R_{Tf} = \frac{R_{T1}}{1+\lambda_1} + R_{T3}, \quad (6)$$

$$R_{Tf} = \frac{1}{2}R_{T1} + R_{T3}, \quad (7)$$

se înlocuiesc aceste notații în relația (4). Se obține:

$$I^2 = \frac{\Delta\theta_a - W_2 \cdot (R'_{Tf} + R_{T4})}{R_w \cdot R_{Tf} + T_{T1})}, \qquad (8)$$

în care:

R_T este rezistența electrică echivalentă;

R'_{Tf} — rezistența termică fictivă, străbătută de pierderile în dielectric, inclusiv cele Joule;

R_{Tf} — rezistența termică fictivă străbătută numai de pierderile Joule.

Ținîndu-se seama de (8), rezultă o schemă analogică de forma celei prezentate în figura 3. Schema indicată este cu injecții de curenți constanți $W_{J,t}$ și $W_{2,t}$, unde $W_{j,t}$ sînt pierderile totale Joule și $W_{2,t}$ sînt pierderile totale în dielectric.

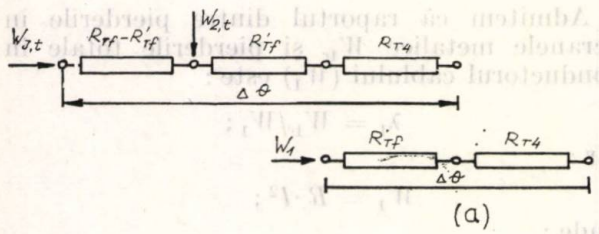


Fig. 3. Schema electrică analogică redusă.

În cazul cablului monofazat considerat se admite că $W_{J,t} = W_1$, iar $W_{2,t} = W_2$.

Dacă se consideră cablurile pozate în treflă ca în figura 4, atunci printr-o serie de transformări expresiile R_{T1}, R_{T3}, R_{T4}, λ_1 și W_3, au forma de mai jos:

$$R_{T1} = \frac{\rho_T}{2} \ln\left(1 + 2\,\frac{\delta_i}{d_c}\right); \qquad (9)$$

$$R_{T3} = \frac{\rho_T}{2} \ln\frac{D}{D'_e}; \qquad (10)$$

R_{T4}, se obține conform figurii 5:

$$\lambda_1 = \frac{X_M^2}{R_M^2 + X^2}\,\frac{R_M}{R}; \qquad (11)$$

$$W_2 = \omega \cdot U_0^2 \cdot C_0 \cdot \operatorname{tg}\delta \cdot 10^{-6}; \qquad (12)$$

în care:

ρ — este rezistivitatea materialelor izolant și protector a cablului considerat respectiv 400 grd·cm/W, pentru polietilenă și 600 grd·cm/W pentru policlorură de vinil;

D_e și D'_e — diametrele exterior și interior ale mantalei de protecție a cablului (PVC);

δ_i — grosimea radială a izolației de polietilenă;

d_c — diametrul conductorului din cupru sau aluminiu;

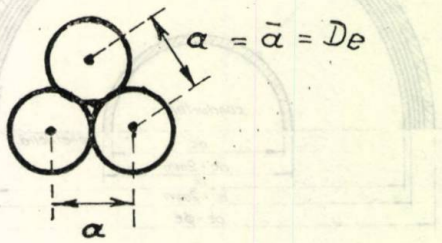


Fig. 4a. Cabluri pozate în treflă.

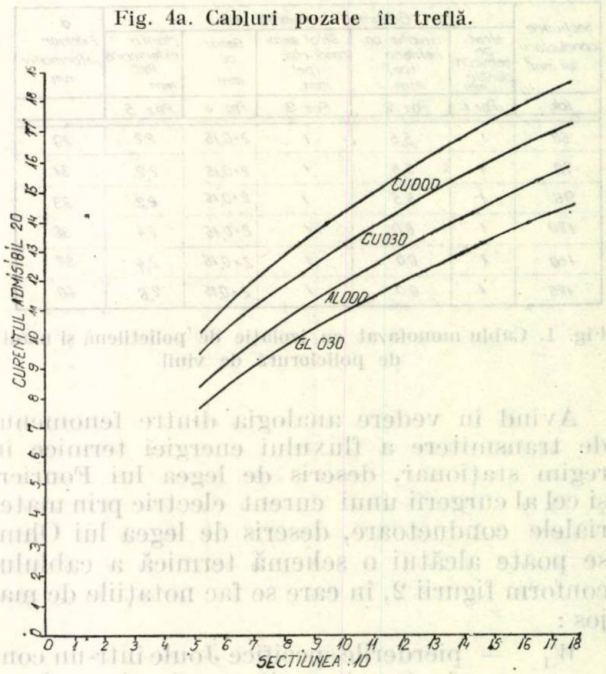


Fig. 4b. Graficul de variație a curentului în raport cu secțiunea.

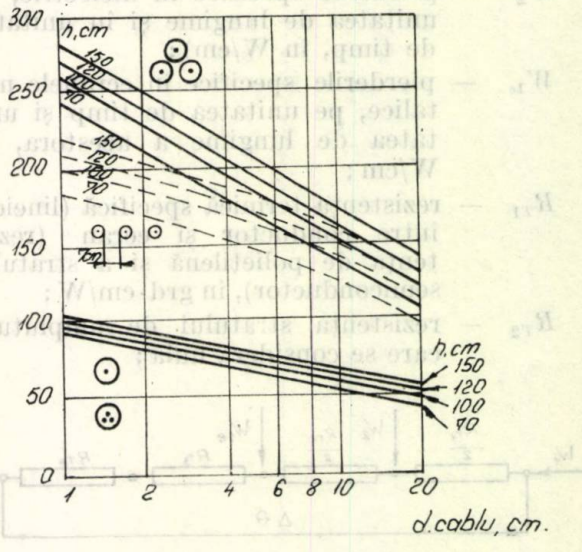


Fig. 5. Rezistența termică lineică RT_4 a solului în funcție de diametrul cablului și adîncimea lui de pozare.

$X_M = \omega \cdot M \cdot 10^{-3}$ — unde M este inductanța mutuală a sistemului de cabluri montate în treflă, iar $\omega = 2\pi f (f = 50\ \text{Hz})$;

$R_M = \frac{1\,000}{S_M}\,\rho$ — unde S_M este secțiunea transversală a mantalei în mm², iar ρ este rezistivitatea mantalei în ohmi·mm²/m la 50°C, conform [8];

R — rezistența ohmică a conductorului metalic al cablului în ohmi;

U_0 — tensiunea de regim permanent al cablului, exprimată în V;

C_0 — Capacitatea cablului, exprimată în μF;

tg δ — tangenta unghiului de pierderi care se ia de 8.10^{-4}, pentru izolația de polietilenă.

Pentru cazul unei familii de cabluri de 20 kV izolate cu polietilenă, avînd secțiunile de 50, 70, 95, 120, 150, 180 mm² s-a calculat C_0 cu relația:

$$C_0 = \frac{0{,}0241 \cdot \varepsilon_r}{\ln \frac{d_e}{d_c}}\, 10^{-5},\ \mu\text{F/cm}, \qquad (13)$$

în care:

d_c este diametrul conductorului neizolat;
d_e — diametrul cablului peste izolație;
ε_r — permitivitatea relativă.

De asemenea s-a calculat W_2, cu relația (12). Datele calculului mărimilor C_0 și W_2 sînt înscrise în tabelul 1.

Cu ajutorul relației (5) se calculează R_w, în care λ_1 este dat în (11).

Ca exemplu de aplicare a metodei de calcul expuse, s-au considerat două cabluri monofazate de 20 kV, izolate cu polietilenă, cu secțiunea de 50 mm², unul cu conductorul din cupru, iar altul din aluminiu, cu diametrul de 9 mm și cu diametrul peste izolație de 24 mm, montate fiecare atît în sistemul de pozare în „paralel", cît și în sistemul de pozare în „treflă".

Relațiile de calcul folosite au fost cele menționate în (5), (6), (10), (11).

A fost apoi elaborată schema logică de calcul și s-au determinat curenții admisibili I_a, în cablu, pe calculatorul ICL—1902 A de la Centrul de calcul al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică — București. Relația de calcul a curentului admisibil I_a s-a obținut din (4) și este de forma:

$$I_a = \left[\frac{\Delta\theta}{R_w(R_{Tf} + T_{T4})}\right]^{1/2}. \qquad (14)$$

Cunoscînd că $\Delta\theta = 45$°C, au rezultat valorile din tabelul 2.

2. Metodă de calcul al încălzirii cablurilor la o sarcină variabilă de lungă durată

Ipoteze de calcul

Încălzirea cablurilor sub o sarcină variabilă de lungă durată constituie una din problemele principale pentru o funcționare sigură și corectă a acestora. Încă din perioada 1927—1938 [10], S. Whitehead și R. E. Hutchings au studiat încălzirea unui cablu pozat în sol, supus unei sarcini variabile, introducînd în

Tabelul 1

Date de intrare privind cablurile de energie examinate

S	*DC*	*DI*	*DE*	*DM*	*A*	*DS*
50.000	9.000	24.000	29.000	24.300	99.000	24.600
70.000	10.500	25.500	31.000	25.500	101.000	26.600
95.000	12.500	28.500	33.000	28.500	103.000	28.600
120.000	14.000	30.000	36.000	30.000	106.000	31.200
150.000	15.800	31.800	37.000	31.800	107.000	32.200
180.000	17.500	33.500	40.000	33.500	110.000	34.800
RO = 0.172	*RT4* = 170.0		*ALFA* = 0.0039		POZARE-PARALEL	
RO = 0.172	*RT4* = 215.0		*ALFA* = 0.0039		POZARE-TREFLĂ	
RO = 0.0260	*RT4* = 170.0		*ALFA* = 0.0043		POZARE-PARALEL	
DET = 45.0	*RT4* = 215.0		*ALFA* = 0.0043		POZARE-TREFLĂ	
LAM 1	*ROT1* = 400.0		*ROT3* = 600.0		*T* = 50.0	

Legendă: *S* — secțiunea cablului; *DC* — diametrul conductorului de cupru sau aluminiu; *DI* — diametrul izolației; *DE* — diametrul exterior al mantalei de protecție a cablului; *DM* — diametrul interior al mantalei; *A* — distanța între cabluri; *DS* — diametrul interior al cablului; *RT4* — rezistența termică specifică a solului; $T = \Delta\theta$ — diferența de temperatură dintre suprafața conductorului și mediul ambiant; *ALFA* = α — coeficientul de dilatare termică a metalului conductor *ROT1* — rezistivitatea termică în polietilenă; *ROT3* — rezistivitatea termică a PVC; *DET* — temperatura de funcționare; *LAM1* = λ_1; *RO* = $\rho_{Cu, Al}$ — rezistivitatea electrică a metalului conductor.

Tabelul 2

Datele de ieşire obţinute pe calculator

RT1	*RT3*	*RCC*	*RA5*	*XM*	*RM*	*LAM1*	*RW*	*RTF*	*W1*	*IAD*
62.473	15.721	0.344	0.411	0.146	0.751	0.067	0.439	74.287	0.184	204.959
62.473	15.721	0.344	0.411	0.132	0.751	0.055	0.433	74.965	0.155	189.210
62.473	15.721	0.520	0.632	0.146	1.136	0.029	0.650	76.414	0.183	167.608
62.472	15.721	0.520	0.632	0.132	1.136	0.024	0.647	76.738	0.154	154.449
56.516	14.625	0.246	0.294	0.144	0.716	0.095	0.322	66.219	0.191	234.368
56.516	14.625	0.246	0.294	0.130	0.716	0.078	0.316	67.063	0.160	224.527
56.516	14.625	0.371	0.451	0.144	1.082	0.042	0.470	68.863	0.188	200.198
56.516	14.652	0.371	0.451	0.130	1.082	0.034	0.466	69.277	0.158	184.211
52.495	13.672	0.181	0.216	0.139	0.641	0.133	0.245	60.021	0.196	282.549
52.495	13.672	0.181	0.216	0.124	0.641	0.107	0.240	61.081	0.163	260.839
52.495	13.672	0.274	0.332	0.139	0.968	0.059	0.352	63.262	0.193	234.152
52.495	13.672	0.274	0.332	0.124	0.968	0.047	0.348	63.803	0.161	215.342
48.544	13.672	0.143	0.171	0.137	0.609	0.172	0.201	55.089	0.200	315.567
48.544	13.672	0.143	0.171	0.123	0.609	0.139	0.195	56.292	0.166	291.588
48.544	13.672	0.217	0.263	0.137	0.920	0.076	0.283	58.780	0.197	263.548
48.544	13.672	0.217	0.263	0.123	0.920	0.061	0.279	59.417	0.164	242.331
44.551	13.276	0.115	0.137	0.134	0.574	0.217	0.167	49.878	0.205	350.298
44.551	13.276	0.115	0.137	0.120	0.574	0.175	0.161	51.204	0.169	324.078
44.551	13.276	0.173	0.211	0.134	0.868	0.096	0.231	53.913	0.201	295.093
44.551	13.276	0.173	0.211	0.120	0.868	0.077	0.227	54.642	0.167	271.311
41.360	13.305	0.096	0.114	0.133	0.545	0.267	0.145	35.946	0.208	379.501
41.360	13.305	0.096	0.114	0.118	0.545	0.214	0.139	47.363	0.172	351.694
41.360	13.305	0.144	0.175	0.133	0.824	0.119	0.196	50.274	0.204	322.631
41.360	13.305	0.144	0.175	0.118	0.824	0.095	0.192	51.087	0.169	296.754

Legendă:

RT1 — rezistenţa termică specifică între conductorul metalic şi ecran;
RT3 — rezistenţa termică specifică a învelişului exterior al cablului;
RCC — rezistenţa în curent continuu;
RA5 — rezistenţa în curent alternativ;
XM — impedanţa mutuală a sistemului de cabluri montate în treflă;
RM — rezistenţa mantalei cablurilor;
LAM1=λ — coeficientul de conducţie termică a metalului conductor;
RW — rezistenţa termică echivalentă;
RFT — rezistenţa termică fictivă;
W1 — pierderile specifice Joule în conductorii metalici ai cablului;
IAD — curentul admisibil.

calculul încălzirii conductoarelor funcţii de tip integro-diferenţial.

Pentru găsirea unor soluţii mai comode de calcul, în anul 1955 Van Vormer a stabilit o schemă electrică de calcul, formată din rezistenţe şi capacităţi, analogă circuitului termic al cablului în regim tranzitoriu [4]. Studiile din anul 1971 ale comitetului C.I.G.R.É. [9] şi lucrările aferente la EdF * caută să reunească metodele stabilite de acelaşi comitet, pentru cazul unei sarcini de încărcare permanentă, utilizînd şi extinzînd rezultatele obţinute de de I. E Whitehead şi R. E. Hutchings pentru un cablu şi folosind, în acelaşi timp, la un grup de cabluri, pentru studiul fenomenului în interiorul cablului, o schemă de tip Van Vormer. Această metodă, prezintă, din punct de vedere al modelului matematic, un aspect neomogen. În spaţiul din interiorul cablului se operează cu o schemă electrică analogă, formată din cuadripoli în Π sau T, conţinînd în serie rezistenţe şi în paralel capacităţi, iar în spaţiul din exteriorul cablului, se operează cu funcţii de tip $-Ei(-x)$.

Totodată, studiile din anul 1967 ale Comitetului 21 CIGRÉ, extinzînd metodele folosite în electrotehnică pentru fenomene tranzitorii, introduc şi pentru fenomenele tranzitorii termice noţiunea de răspuns indicial al cablului, supus la o variaţie de sarcină de tip salt (Heaviside).

O altă metodă care a fost aplicată, reduce studiul fenomenului termic, pe un interval lung de timp, la studiul fenomenelor staţionare, prin introducerea unei rezistenţe termice a solului care ia în consideraţie şi factorii de formă ai curbei de încărcare. Dintre metodele de calcul existente în literatura de specialitate, ultima este simplă şi aproape convenabilă, în special în cazul unui grup de cabluri. De

* Electricité de France.

remarcat însă că, ultima metodă amintită, datorată lui Neher J. H. și Mc. Grath M. H [11], prin simplitatea modelului matematic pe care îl oferă, nu poate fi extinsă și în cazuri mai complexe care intervin în practică (neomogenități ale solului, surse suplimentare de căldură etc.). Extinderea metodei din [11] se poate realiza pornindu-se de la ecuația generală a căldurii [11, 12] la integrarea căreia se consideră și condițiile la limită și pe frontieră date.

Alte metode de calcul, pornind de la ecuația transmisiei căldurii, aplică funcții cilindrice de tip Bessel, soluție ce convine însă cînd se studiază un singur cablu [21]. În cazul unui grup de cabluri, prin folosirea funcțiilor cilindrice de tip Bessel, problema apare complexă. În această situație se consideră convenabilă folosirea funcțiilor de tip integral-exponențial $[-Ei(-x)]$ funcții care, pentru valori asimetrice în t, $t = \infty$, capătă forma funcțiilor logaritmice folosite în regim permanent.

Pentru determinarea încălzirii în interiorul cablurilor, unele metode folosesc o schemă de tip Van Wormer. Cum modelul matematic aplicat de aceste metode este neomogen, avînd în vedere studiul anterior prezentat în [13], se propune folosirea unei metode de investigație a spațiului din interiorul cablului tot cu ajutorul unor funcții de tip $-Ei(-x)$.

Stabilirea modelului matematic pentru un grup de cabluri în cazul unui regim tranzitoriu. Pentru calculul regimului termic în cazul unui grup de cabluri, respectiv pentru calcul curentului maxim admisibil de încărcare, care va fi o funcție de tip $-Ei(-x)$, convine a se folosi, la rezolvarea ecuației căldurii, funcțiile potențiale de tip Green [11, 12, 14, 15]. În condițiile unui spațiu omogen, avînd surse punctuale de căldură, folosirea funcțiilor Green și găsirea unei expresii generale a potențialului θ în funcție de acestea, permit o suprapunere a efectelor atît în regim staționar, cît și în regim variabil. Astfel, aspectul regimului variabil poate fi tratat în mod analog cu cel al regimului permanent.

O soluție elegantă pentru stabilirea funcțiilor Green în cazul unei ecuații diferențiale liniare cu coeficienți constanți, este dezvoltată în [14, 15].

Pentru a exprima sarcinile punctuale, metoda folosește funcții de tip Dirac din teoria distribuției [16].

Particularizînd rezultatele obținute, în [13, 14, 15], au fost determinate funcțiile de tip Green, în cazul unor surse punctuale de căldură.

Pentru stabilirea modelului matematic, în cazul unui grup de cabluri care funcționează în regim tranzitoriu, se consideră ecuația:

$$L\varphi\,(x_1, x_2, \ldots x_n) = -\,\rho_T \cdot W(x_1, x_2, x_3, \ldots, x_n), \tag{15}$$

unde:

$x_1, x_2, \ldots, x_n$ reprezintă vectorul coordonatelor spațial-temporare;

$W(x_1, x_2, \ldots, x_n)$ — densitatea debitului sursei în punctul considerat prin coordonatele de mai sus;

$\varphi(x_1, x_2 \ldots, x_n)$ — potențialul scalar în punctul amintit.

Operatorul liniar L are forma:

$$L = a_0 + a_1 \frac{\partial}{\partial x_1} + \frac{\partial}{\partial x_2} + \ldots + a_n \frac{\partial}{\partial x_n} + a_{11} \frac{\partial^2}{\partial x_1^2} + a_{22} \frac{\partial^2}{\partial x_2^2} + \ldots + a_{nn} \frac{\partial^2}{\partial x_n^2}. \tag{16}$$

O soluție particulară a ecuației (15) poate fi scrisă simbolic sub forma:

$$\varphi(x_1, x_2, \ldots, x_n) = -\,\rho_T \cdot L^{-1}(x_1, x_2, \ldots, \ldots, x_n) \cdot W(x_1, x_2, \ldots, x_n). \tag{17}$$

Dacă se folosește o funcție de tip Dirac de forma:

$$\delta(x_1' - x_1, x_2'; \ldots; x_n' - x_n), \tag{17 a}$$

atunci densitatea de sarcină $W\,(x_1, x_2, \ldots, \ldots x_n)$ poate fi pusă sub forma:

$$W(x_1, x_2. \ldots, x_n) = \int_{-\infty}^{+\infty} W(x_2', x_2', \ldots, x_n') \cdot \cdot \delta(x_1' - x_1; \ldots; x_n' - x_n) \cdot \mathrm{d}x_1 \cdot \mathrm{d}x_2, \ldots, \mathrm{d}x_n. \tag{18}$$

În relația (18) vectorul (x) corespunde punctului în care se găsește densitatea de sarcină, iar vectorul x' unui alt punct al spațiului, astfel încît:

$$\delta(x' - x) = \infty, \text{ pentru } (x') \to (x) \tag{19}$$

și:

$$\delta(x' - x) = 0, \text{ pentru } (x') \neq (x).$$

Aplicînd operatorul $L(x_1, x_2, \ldots, x_n)$ relației (18), se obține:

$$\varphi(x) = \rho_T \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} W(x) \cdot L^{-1}(x) \cdot \delta(x' - x) \cdot \cdot \mathrm{d}x_1' \cdot \mathrm{d}x_2'. \ldots \mathrm{d}x_n'. \tag{20}$$

Funcţia $\varphi(x)$ este potenţialul în punctul (x) produs de densitatea de sarcină $W(x')$ plasată în punctul (x'), cu un volum elementar:

$$\mathrm{d}\tau' = \mathrm{d}x_1' \cdot \mathrm{d}x_2' \ldots \mathrm{d}x_n'.$$

Relaţia (20) se mai poate scrie sub forma:

$$\varphi(x) = \rho_T \cdot \int_{\tau'} W(x') \cdot G(x', x) \cdot \mathrm{d}\tau, \quad (21)$$

în care: $G(x', x)$ este, prin definiţie funcţia Green a ecuaţiei date:

$$G(x', x) = -L^{-1}(x) \cdot \delta(x' - x), \quad (22)$$

sau încă:

$$L(x) \cdot G(x', x) = -\delta(x' - x). \quad (23)$$

O formă convenabilă propusă de D. Ivanenco şi A. Sokolov pentru funcţia $\delta(x' - x)$ este obţinerea ei cu ajutorul unei integrale de tip Fourier [17]:

$$\delta(x' - x) = \frac{1}{(2\pi)^n} \int_{\tau} e^{ik_1(x-x')+ik_2(x-x')\ldots} \mathrm{d}k_1 \cdot \mathrm{d}k_2 \ldots \mathrm{d}k_n.$$

Aplicînd asupra funcţiei $\delta(x'-x)$ un operator $L(x)$ de forma $a_0 + \frac{\partial}{\partial x_1} + \ldots$, se obţine:

$$L(x) \cdot e^{i[k(x-x')]} = (a_0 + ik_1 a_1 + \ldots) \cdot e^{ik(x-x')}.$$

Rezultă, de aici, că operatorul simbolic L^{-1}, care are proprietatea $L \cdot L^{-1} = 1$ este egal cu:

$$L^{-1}(x) = \frac{1}{a_0 + ia_1 k_1 + \ldots (ia_n)^2 k_1 + \ldots}. \quad (24)$$

Se obţine astfel:

$$G(x', x) = -L^{-1}(x) \cdot \delta(x' - x) =$$

$$= \frac{1}{(2\pi)^2} \cdot \frac{e^{ik_1(x-x')+\ldots}}{a_0 + i_{k1} x \ldots} \cdot \mathrm{d}k_1 \cdot \mathrm{d}k_2 \ldots \quad (25)$$

Sensul fizic al relaţiei (25) este acela că funcţia Green dedusă redă, pentru un punct (x) la momentul t, acea parte a cîmpului care este creată de o sursă de intensitate unitară şi care se află în momentul t' în punctul (x').

Cîmpul total se obţine ca rezultat al integrării peste volumul corespunzător întregii distribuţii a sursei şi peste întregul interval de timp considerat, în care acţionează sursa debit (izvor debit).

În cazul transmiterii căldurii într-un cablu, după cum este cunoscut, ecuaţia diferenţială exprimată în coordonate carteziene, pentru un cîmp plan, este de formă parabolică:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial x^2} - \frac{1}{a^2} \frac{\partial}{\partial t}\right) \varphi(x, y, t) = -\rho_T \cdot W(x, y, t), \quad (26)$$

în care, în afară de notaţiile folosite, s-a introdus:

$$a^{-2} = \rho_T \cdot c \cdot \gamma = \rho_T \cdot c_T,$$

unde:

ρ_T este rezistivitatea termică, iar c_T — capacitatea termică specifică a mediului în care este amplasat cablul.

Pe baza celor arătate, funcţia are expresia:

$$G(x', x) = -L^{-1}(x) \cdot (x' - x) =$$

$$= \frac{1}{(2\pi)^3} \int_{\tau} \frac{e^{ik_1(x_1 - x_1') + ik_2(x_2 - x_2') + ik_3(x_3 - x_3')}}{k_1^2 + k_2^2 + i\frac{k_1}{a^2}} \cdot \mathrm{d}k_1 \cdot \mathrm{d}k_2 \cdot \mathrm{d}k_3. \quad (27)$$

În lucrarea [13] se arată etapele de integrare a ecuaţiei de mai sus.

De asemenea, în ipoteza că densitatea de sarcină $W(x_1', x_2', t)$ este considerată ca o funcţie salt, în raport cu variabila t', saltul avînd loc la $t' = 0$ (în origine), se obţine potenţialul $\varphi(x, y, t)$ cu relaţia:

$$\varphi(x_1, x_2, t) = \frac{\rho_T}{4\pi} \sum_{k=1}^{n} W_{k1} \cdot I_k(r_k, t) + C, \quad (28)$$

unde:

$$|r_k| = |(x_k' - x_k)^2 + (y_k' - y_k)^2|,$$

şi:

$$I_k(r_k, t) = \int_{Z_k}^{\infty} \frac{e^{-y}}{y} \mathrm{d}y, \quad (29)$$

în care:

$$Z_k = \frac{r_k^2}{4a^2 t}. \quad (30)$$

Cum este cunoscut, integrala (29) poartă denumirea de funcţie integral-exponenţială şi se notează $-Ei(-x)$ [9 şi 13].

Înlocuind funcţia $I_k(r_k, t)$ în relaţia (28) se obţine:

$$\varphi(x, y, t) = \frac{\rho_T}{4\pi} \sum_{k=1}^{n} W_k[-Ei(z_k)] + C. \quad (31)$$

Pentru un grup de cabluri pozate în sol se consideră, ca şi în cazul regimului staţionar, o distribuţie de surse de debit termic simetrice în raport cu solul, pentru care se admite potenţialul $\varphi = 0$ (figura 6a).

Considerînd $\varphi = 0$ pe suprafaţa solului, din cauza simetriei, rezultă $C = 0$. Aplicînd relaţia

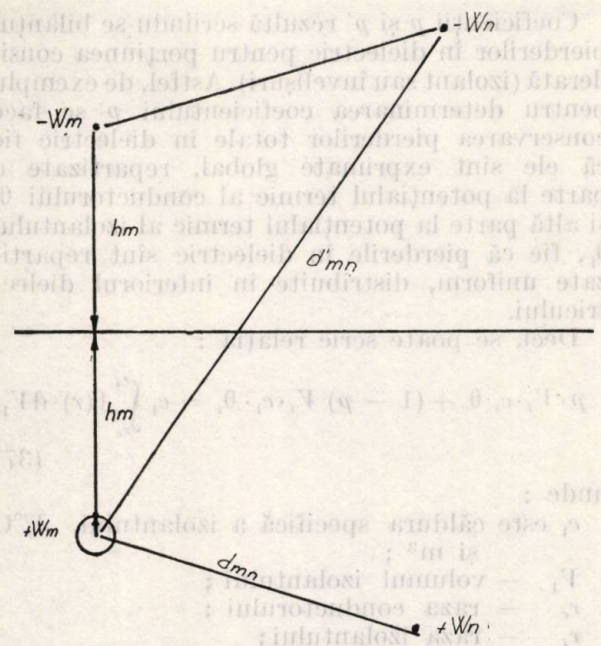


Fig. 6a. Distribuţie de izvor de debit termic simetrică în raport cu solul.

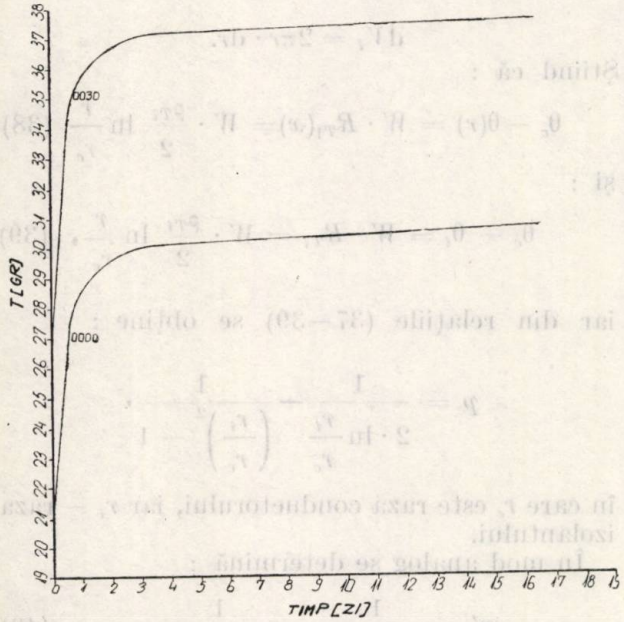


Fig. 6b. Graficul de variaţie a temperaturii cablului în raport cu timpul.

(31) pentru un punct de pe suprafaţa unuia din cabluri, respectiv de pe suprafaţa cablului celui mai încărcat, se obţine :

$$\varphi(y,t)=\frac{\rho_T}{4\pi}W_m\left[\left\{-Ei\left(-\frac{r_c^2}{4a^2t}\right)\right\}-\left\{-Ei\left(-\frac{Z_{hm}^2}{4a^2t}\right)\right\}\right]+\frac{\rho_T}{4\pi}W_m\left[\left\{-Ei\left(-\frac{d_{ij}^2}{4a^2t}\right)\right\}-\left\{-Ei-\left(\frac{d_{ij}'^2}{4a^2t}\right)\right\}\right]. \quad (32)$$

De observat că, pentru t foarte mare, respectiv Z_k foarte mic, $Z_k < 0{,}1$, funcţia descrisă de (29) se poate descompune în serie :

$$-Ei(z_k)=-\gamma-\ln(-z_k)+\sum_{n=1}^{\infty}\frac{z_k^m}{n'\cdot n}, \quad (33)$$

unde :

$\gamma = 0{,}57721$ este constanta lui Euler.

Admiţînd un singur termen în suma ce conţine pe z_k^m, se obţine :

$$-Ei(-z_k)=-\gamma-\ln(-z_k)+z_k. \quad (34)$$

În continuare, pentru t foarte mare, neglijînd şi pe z_k şi introducînd relaţia (34) în relaţia (32), rezultă :

$$\varphi(s,t)=\frac{\rho_T}{4\pi}\left[W_m\ln\left(\frac{2\cdot h_m}{r_e}\right)+W_n\ln\left(\frac{d_{ij}'}{d_{ij}}\right)^2\right]=\frac{\rho_T}{4\pi}\left[W_m\ln\left(\frac{2\cdot h_m}{r_e}\right)^2+W_n\ln\left(\frac{d_{ij}'}{d_{ij}}\right)\right]. \quad (35)$$

Cum este cunoscut, relaţia (35) este ecuaţia determinării căderii de temperatură în regim staţionar.

Astfel, funcţia $-Ei(-z_k)$ are acelaşi rol, în regim variabil, ca şi cel pe care îl are funcţia $\ln(x)$ în regim staţionar. Pentru $t\to\infty$ funcţia $-Ei(-z_k)$ tinde către funcţia $-\gamma-\ln(z_k)$.

Metoda de calcul al potenţialului termic şi al curenţilor de încărcare maxim admisibili, prezentată în cazul unui regim tranzitoriu, pentru un grup de cabluri, cu ajutorul funcţiilor $-Ei(-x)$ permite astfel tratarea regimului cablurilor tranzitorii în mod analog cu regimul permanent.

Valorile funcţiilor $-Ei(x)$ în domeniile care interesează în calculul încălzirii cablurilor în sol, se dau în abacele calculate de Biroul naţional de standarde, Paris [18].

Exemplu de calcul al regimului termic tranzitoriu într-un cablu de 20 kV produs în ţară. În legătură cu cele arătate mai sus a fost elaborată o metodă unitară de calcul, care utilizează funcţiile $E_i(-x)$ atît în interiorul cablului, cît şi în exteriorul acestuia.

Admiţînd cele două modalităţi posibile de pozare a cablurilor (în treflă sau în paralel), relaţia (32) devine :

$$\varphi(y,t)=\frac{\rho_{p01}}{4\pi}W_1\left[-Ei\left(-\frac{r_c^2}{4a_{p01}^2t}\right)+Ei\left(-\frac{r_{p01}^2}{4a_{p01}^2}\right)\right]+\frac{\rho_{pvc}}{4\pi}W_1\left[-Ei\left(-\frac{r_{p01}^2}{4a_{pvc}^2t}\right)+Ei\left(-\frac{r_{pvc}^2}{4a_p^2t}\right)\right]+\frac{\rho_{păm}}{4\pi}W_1\cdot\left[-Ei\left(-\frac{r_{pvc}^2}{4a_{păm}^2t}+Ei\left(-\frac{r^2}{4a_{păm}^2t}\right)\right)\right]+\frac{\rho_{păm}}{4\pi}W_1\left[-Ei\left(-\frac{x_1^2}{4a_{păm}^2}\right)+Ei\left(\frac{-x_3^2}{4a_{păm}^2t}\right)\right].$$

Aplicînd relația de mai sus asupra cablului analizat cu secțiunea de 50 mm², izolat cu polietilenă și protejat cu PVC s-a obținut graficul de variație a temperaturii cablului izolant în funcție de timp (figura 6 b), constatîndu-se, totodată, că această relație se stabilizează după circa 200 × 24 ore.

Rezultatele obținute prin rezolvarea modelului matematic elaborat prin metode numerice cu diferențe finite, au fost concordante, ceea ce duce la concluzia că problema tratată cu ajutorul funcțiilor $Ei(-x)$, este unitară și corectă.

Lucrările de cercetare, referitoare la acest aspect, sînt în curs, în scopul elaborării unui normativ al sarcinilor admisibile de încărcare a cablurilor în regim tranzitoriu de lungă durată, prin metoda propusă.

Metoda de calcul al transmisiei căldurii în regim variabil de lungă durată. La calculul transmiterii căldurii în interiorul cablului se utilizează o schemă electrică de tip Van Wormer. Schema analogică este redată în figura 7, în care s-au folosit notațiile :

φ_c — potențialul termic pe suprafața conductorului ;

φ_i — potențialul termic pe suprafața izolantului ;

φ_s — potențialul termic pe suprafața cablului ;

R_{T1} — rezistența termică a izolației de fază ;

R_{T3} — rezistența termică a învelișului ;

$$R'_{T3} = q_s \cdot R_{T3};$$

q_s — raportul dintre pierderile în conductor și armături de protecție și pierderile în conductoare ;

$C'_c = C_c + p \cdot C_i$ — capacitatea termică a conductorului la care se adaugă de p ori capacitatea termică a izolației ;

C_a — capacitatea termică a armăturilor metalice de protecție ;

C_v — capacitatea termică a învelișului de protecție (în cazul studiat — PVC) ;

$$C'_s = (1-p)C_i + \frac{C_a + p'C_v}{q_s}; \qquad (36)$$

p — coeficientul lui Van Wormer pentru izolant ;

p' — coeficientul lui Van Wormer pentru învelișuri.

Coeficienții p și p' rezultă scriindu-se bilanțul pierderilor în dielectric pentru porțiunea considerată (izolant sau învelișuri). Astfel, de exemplu pentru determinarea coeficientului p se face conservarea pierderilor totale în dielectric fie că ele sînt exprimate global, repartizate o parte la potențialul termic al conductorului θ_c și altă parte la potențialul termic al izolantului θ_i, fie că pierderile în dielectric sînt repartizate uniform, distribuite în interiorul dielectricului.

Deci, se poate scrie relația :

$$p \cdot V_i \cdot c_i\, \theta_c + (1-p)\, V_i \cdot c_1 \cdot \theta_i = c_1 \int_{r_0}^{r_i} \theta(r) \cdot \mathrm{d}V_1, \qquad (37)$$

unde :

c_1 este căldura specifică a izolantului, J/°C și m³ ;

V_1 — volumul izolantului ;

r_c — raza conductorului ;

r_i — raza izolantului ;

$\theta(r)$ — potențialul termic al izolantului într-un punct de coordonată $r_c \leqslant r \leqslant r_i$;

$$\mathrm{d}V_i = 2\pi r \cdot \mathrm{d}r.$$

Știind că :

$$\theta_c - \theta(r) = W \cdot R_{T1}(x) = W \cdot \frac{\rho_{Ti}}{2} \ln \frac{r}{r_c} \qquad (38)$$

și :

$$\theta_c - \theta_i = W \cdot R_{Ti} = W \cdot \frac{\rho_{Ti}}{2} \ln \frac{r}{r_c}, \qquad (39)$$

iar din relațiile (37—39) se obține :

$$p = \frac{1}{2 \cdot \ln \frac{r_i}{r_c}} - \frac{1}{\left(\frac{r_i}{r_c}\right)^2 - 1},$$

în care r_e este raza conductorului, iar r_i — raza izolantului.

În mod analog se determină :

$$p' = \frac{1}{2 \cdot \ln \frac{r_e}{r_a}} - \frac{1}{\left(\frac{r_e}{r_a}\right)^2 - 1}, \qquad (40)$$

unde r_e este raza exterioară a învelișului de protecție de PVC, iar r_a este raza interioară a aceluiași înveliș.

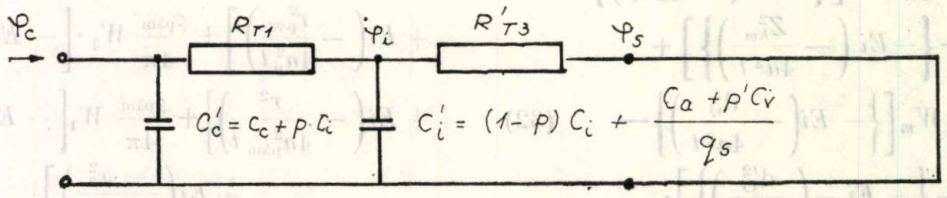


Fig. 7. Schema termică echivalentă pentru calculul elementelor termice ale unui cablu de energie.

Capacitățile termice ale conductorului C_c, ale izolantului C_i, ale armăturilor de protecție C_a și ale mantalei de PVC, se notează și se calculează cu relația :

$$C_k = c_T \cdot V_k,$$

unde : V_k este volumul componentului considerat, iar c_{Tk} este capacitatea termică volumetrică a materialului respectiv.

În cazul cablului considerat, relația de mai sus se folosește considerînd pentru c_T valorile din tabelul 3.

Tabelul 3

Material	Căldura specifică (c_T, J·grd^{-1} m^{-3})
Cupru	$3{,}45 \cdot 10^6$
Aluminiu	$2{,}58 \cdot 10^6$
Polietilenă	$2{,}40 \cdot 10^6$
Policlorură de vinil (PVC)	$1{,}70 \cdot 10^6$

Cu datele indicate în tabelul 1, se obține :

$C_c = c_{Tc} \cdot \frac{\pi}{4} d_c^2$, care este capacitatea termică a conductorului ;

$C_i = c_{Ti}(d_e + d_i)(d_i - d_c)$ — capacitatea termică a izolației ;

$C_a = c_{Ta} \cdot \frac{\pi}{4}(d_c + d_a)(d_a - d_i)$ — capacitatea termică a armăturii de protecție ;

$C_v = c_{Tv} \cdot \frac{\pi}{4}(d_a + d_e)(d_3 - d_a)$ — capacitatea termică a învelișului.

Folosind schema electrică dată în figura 7, se observă că $\theta_{sc} = \varphi_c - \varphi_s$, respectiv căderea de temperatură între suprafața conductorului de potențial φ_c și suprafața cablului de potențial φ_s se poate determina printr-o încercare de scurtcircuit.

Considerînd debitul de căldură $W_1(t)$ drept o funcție salt, de forma :

$$W_1(t) = W_1 \cdot h(t - \tau) \tag{41}$$

și aplicînd schemei electrice din figura 7 o transformată de tip Laplace, în condiții inițiale nule, se obține :

$$Q_{1,sc}(p) = \frac{W_1}{p} Z_{sc}(p). \tag{42}$$

În cazul studiat, impedanța operațională de scurtcircuit poate fi pusă sub forma :

$$y_{sc}(p) = Z_{sc}(p)^{-1} = pC_c' + \left[R_{T1} + \left(pC_i' + \frac{1}{R_{T3}'} \right)^{-1} \right]^{-1}, \tag{43}$$

sau :

$$Y_{sc} = Z_{sc}(p)^{-1} = \frac{p^2 C_c' C_i' R_{T1} R_{T3}' + p[C_c'(R_{T1} + R_{T3}') + C_3' R_{T3}'] + 1}{pC_i' R_{T1}' R_{T1} + R_{T1}' + R_{T3}'}, \tag{44}$$

de unde rezultă că :

$$Z_{sc}(p) = Y_{sc}(p)^{-1} = \frac{A(p)}{B(p)}. \tag{45}$$

Numitorul relației (44) poate fi pus sub forma :

$$B(p) = N_0 p^2 + 2M_0 p + 1,$$

unde :

$$M_0 = 0{,}5\,[C_c'(R_{T1} + R_{T3}') + C_i' T_3'], \tag{46}$$

$$N_0 = C_c' C_i' R_{T1} R_{T3}. \tag{47}$$

Cunoscînd rădăcinile ecuației $B(p)$ care sînt p_1 și p_2, se obține, printr-o serie de transformări :

$$p_1 \cdot p_2 = C_i' \cdot C_c' \cdot R_{T1} \cdot R_{T3}', \tag{48}$$

de unde :

$$T_a + T_b = (R_{T1} + R_{T3}') = \frac{A(0)}{B(0)}. \tag{49}$$

Rezultă deci că, relația (42) poate fi scrisă sub forma :

$$\theta(t) = W_1 \cdot R_{Ta}(1 - e^{-at}) + R_{Tb}(1 - e^{-bt}). \tag{50}$$

De observat că pentru $t \to \infty$, $\theta(t)$ tinde către starea staționară :

$$\theta(t) = W_1(R_{Ta} + R_{Tb}) = W_1(R_{T1} + R_{T3}').$$

Cunoscînd astfel căderea de temperatură $\theta(t)$ se pot determina, cu metoda elaborată mai sus, curenții admisibili de încărcare ai cablurilor de energie ca în regim staționar cu relația (14).

3. Încălzirea cablurilor în regim variabil de scurtă durată

În paragrafele precedente s-au stabilit metode de calcul pentru determinarea încălzirii cablurilor în regim de funcționare la sarcină 100% și în funcționarea de lungă durată în regim variabil ciclic.

În cazul regimurilor de scurtă durată unele norme [7, 19] prevăd o temperatură maximă de serviciu cu 10—15% mai mare decît cea admisă în funcționare de lungă durată, cu condiția ca fenomenul de supraîncărcare a cablului să nu depășească 100 ore pe an. Raportul stabilit de grupa 02 a comitetului 21 „Capacité de transport

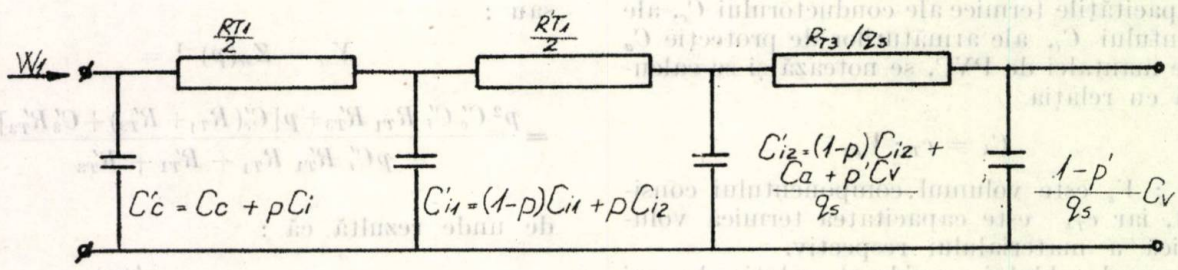


Fig. 8. Schema termică analogică pentru calculul răspunsului tranzitoriu de scurtă durată.

de cables" și publicat în revista ELECTRA nr. 44 din ianuarie 1976 [20], stabilește durata „scurtă" ca fiind definită de $R_T C_T/3$, unde R_T este rezistența termică a cablului studiat cu secțiunea de 50 mm² și C_T este capacitatea acestui cablu. Pentru cablul studiat cu secțiunea de 50 mm², neglijînd constanta de timp a conductorului în raport cu cea a dielectricului, s-a calculat valoarea constantei de timp, cablul fiind presupus în scurtcircuit și s-a găsit că este cuprinsă între 10 și 12 minute.

Pentru regimurile forțate de intervenție rapidă calculul regimului termic trebuie să înceapă cu determinarea răspunsului tranzitoriu al cablului pe o schemă echivalentă divizînd izolația cablului în două celule, avînd rezistențe termice egale. În acest caz, schema electrică analogică propusă în calculul răspunsului tranzitoriu de scurtă durată, este prezentată în figura 8.

Odată cunoscut răspunsul tranzitoriu, pentru o sarcină de tip salt $W_1(p) = W_1/p$, prin metodele prezentate în paragraful precedent, se poate determina forma căderii de temperatură $\Delta\theta(p)$, respectiv $\Delta\theta(t)$, corespunzătoare unui salt de sarcină necesar, în regim de intervenție.

Concluzii

În această lucrare au fost elaborate metode de calcul al regimurilor termice ale cablurilor de energie în : regim permanent, regim variabil de lungă durată, și în regim variabil de scurtă durată.

Exemplificarea metodelor de calcul a fost făcută pe un cablu de energie de 20 kV, izolat cu polietilenă.

Asupra unor metode de calcul al regimului termic, se va reveni într-un număr viitor al revistei.

Scopul practic al lucrării va fi elaborarea unor normative ale încărcării cablurilor de energie, în diferite regimuri termice de funcționare.

Bibliografie

[1] *Buller, F. H.* Load factor equivalent. Hour values compared. In : Electrical World, vol. **92**, 1928, p. 59—60.

[2] *Arnold, A. H.* The alternating current resistance of parallel conductors of circular cross-section. In : Journ. IEE, vol. **77**, 1935, p. 49—58.

[3] * * * Coper losses in large cables at power frequencies (Raport, REF F/T 55) of the British electrical and allied industries. Research Association. In : Journ. IEEE, **76**, 1935, p. 299—322.

[4] *Van Wormer, F. C.* Am improved approximate technique for calculating cable temperature transients. In : AIEE Trans. **74**, III, 1955, p. 277—281.

[5] *Endrenyi, J., Murtrie, Mc.* Determination de l'intensité de courant admissible dans les conducteurs par simulation numerique de la charge. CIGRÉ, 1968, Rapport 23—04.

[6] * * * CÉI. Calcul courant admissible dans les câbles en regime permanent (facteur de charge 100%). Publication 287, 1969, Bureau de la CÉI, Geneve.

[7] *Bercovlei, M., Arie, A., Poeată, Al.* Rețele electrice. Calculul electric. București, Ed. tehnică, 1974.

[8] *Lothar, H.* Kabel und Leitungen für Starkstrom. Siemens Aktiengesellscahft. Berlin-München, 1969.

[9] * * * Current ratings of cables for cyclic and emergency loads. Part. 1. Rapport CIGRÉ, Comm. 21, group 2, 1971.

[10] *Whitehead, S., Hutchings, E.* Current ratings of cables for transmission and distribution. In : Journ. IEE, **83**, 1938, p. 517—557.

[11] *Neher, J. H.* Procedures for calculating the temperature rise of pipe cable and buried cables sinusoidal and rectangular loss cycle. In : AIEE Trans., vol. **72**, III, June 1953, p. 541—545.

[12] *Goldemberg, H.* External thermal resistance of air-installed power cables. In : Proc. IEE, vol. **116**, no. 5, 1969, p. 822—826.

[13] *Arie, A., Hurudubetiu, S.* Supraîncărcarea pe durate limitate a cablurilor de energie cu izolație din PVC. Lucrare prezentată la sesiunea jubiliară „25 de ani de la înființarea Facultății de energetică". Institutul politehnic București, 1975.

[14] *Ivanenco, D., Sokolov, D.* Teoria clasică a cîmpului. București, Ed. tehnică, 1955.

[15] *Hamburger, L.* Introducere în teoria propagării căldurii. Conducția prin solide. Ed. Academiei RPR.1956.

[16] *Teodorescu, P.* Teoria distribuțiilor. București, Ed. tehnică.

[17] *Keplan, V.* Operational methods for liniar systems. Addison-Weslei Publishing Co. Massachussetts, Palo Alto, 1962, p. 442—444.

[18] * * * National Bureau of Standards, 1940, Tables of sine, cosine and exponential integrals, vol. **I.**

[19] * * * Power cables ampacities. New York, American Institute of Electrical Engineers, 1962.

[20] *Skipper, D. J.* Current ratings of cables for cyclic and emergency Loads, Part II, CIGRÉ, ELECTRA nr. 44, 1976.

[21] *Cruceru, C.* Considerații teoretice și experimentale cu privire la determinarea temperaturilor cablurilor de energie care funcționează sub sarcină variabilă. In : Lucrările ICPE, 24, 1970.

CZ 621.314

CONTACTOARE STATICE DE C.A.
PROCESE DE COMUTAȚIE

Studiu pe model al proceselor de comutație în contactoarele statice cu sarcină complexă

CONSTANTIN RĂDOI și LĂZĂRESCU VASILE* — BUCUREȘTI

Introducere

Natura regimului de comutație într-un circuit cu sarcină complexă depinde de felul organului prin care se realizează închiderea circuitului și de modul de comandă.

În lucrarea de față se studiază comportarea în regim de comutație a unor circuite acționate de contactoare statice monofazate, echipate cu tiristoare ideale [1], cărora li se aplică :

a — comandă cu control de fază, în cadrul fiecărei alternanțe a curentului alternativ. În această situație contactorul static este comandat cu impulsuri de durată suficient de mare pentru ca curentul anodic, al dispozitivului care comută, să poată atinge nivelul curentului de menținere. Aceste impu suri de comandă sînt însă limitate la durata maximă, $\pi - \alpha_a$ (fig. 1);

b — comandă cu control de fază, în cadrul primei alternante a curentului alternativ. În această situație contactorul static este comandat cu impulsuri cu defazaj variabil ($\alpha_a = 0 \div 180°$) în prima alternanță, în continuare, pe următoarele cîteva alternanțe (funcție de program), comanda fiind menținută (fig. 2).

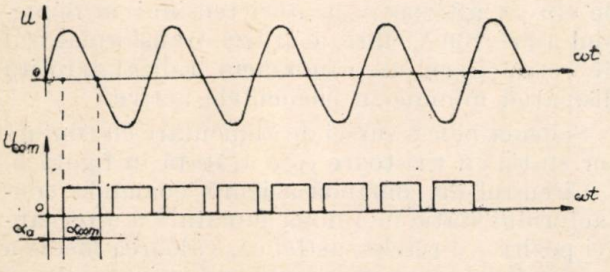


Fig. 1. Comandă cu control de fază în decursul fiecărei alternanțe.

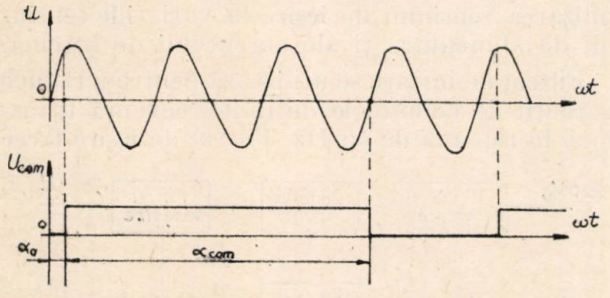


Fig. 2. Comandă cu control de fază în decursul primei alternanțe.

* Ing. *Rădoi, C.* și ing. *Lăzărescu, V.* lucrează la Institutul politehnic — București.

1. Contactor static cu sarcină $R-L$ (fig. 3)

a. *Comandă cu control de fază în cadrul fiecărei alternanțe*

Considerînd elementele de comutație ideale, ecuația diferențială a circuitului este :

$$L\frac{di}{dt} + Ri = \sqrt{2}\,U \sin \omega t, \tag{1}$$

avînd soluția completă :

$$i = \frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}\left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha_a - \varphi)\, e^{-\frac{R}{\omega L}(\omega L - \alpha_a)}\right], \tag{2}$$

în care, α_a este unghiul de comandă al contactorului static, iar φ — unghiul de fază al circuitului definit de :

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{\omega L}{R}. \tag{3}$$

Variația curentului prin circuit este funcție de corelația dintre α_a și φ (fig. 4 a).

1 — $\alpha_a > \varphi$, soluția (2) este valabilă numai pînă în momentul anulării naturale a curentului, dispozitivele de comutație fiind unidirecționale. Curentul prin sarcină va apare din nou la comanda tiristorului în alternanța următoare.

Regimul de curent este întrerupt cu un spectru mare de armonici.

2 — $\alpha_a \leqslant \varphi$, se anulează termenul tranzitoriu al soluției (2).

Datorită caracterului repetitiv al comenzii, cu control de fază în cadrul fiecărei alternanțe (în regim îndelungat), regimurile de curent $\alpha_a = \varphi$ și $\alpha_a < \varphi$ sînt identice. Curentul prezintă numai o componentă permanentă, defazată cu φ față de tensiunea de alimentare.

b. *Comandă cu control de fază în decursul primei alternanțe*

Formele de undă ale curentului prin circuit sînt arătate în figura 4 b. Din soluția ecuației (2) se observă că pentru $\alpha_a > \varphi$ și $\alpha_a < \varphi$ apariția regimului tranzitoriu determină modificarea

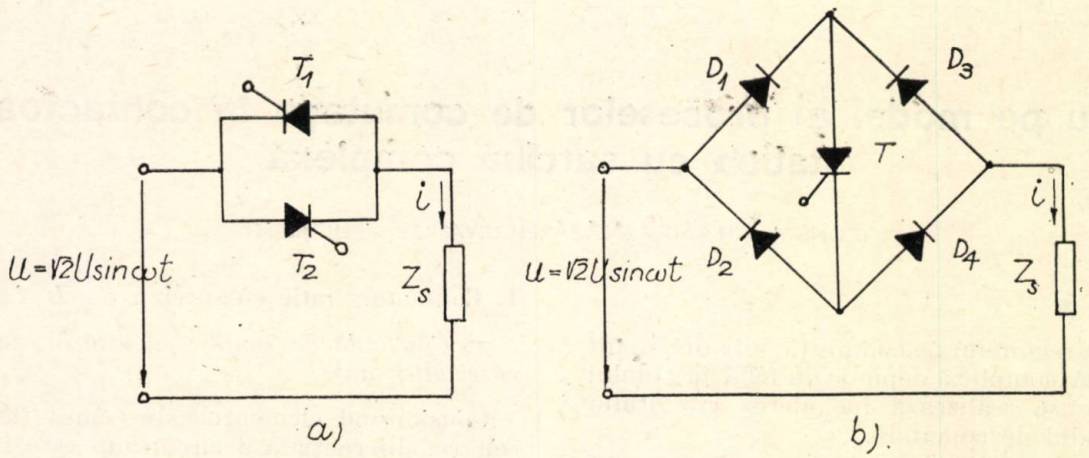


Fig. 3. Contactor static cu sarcină $L-R$.

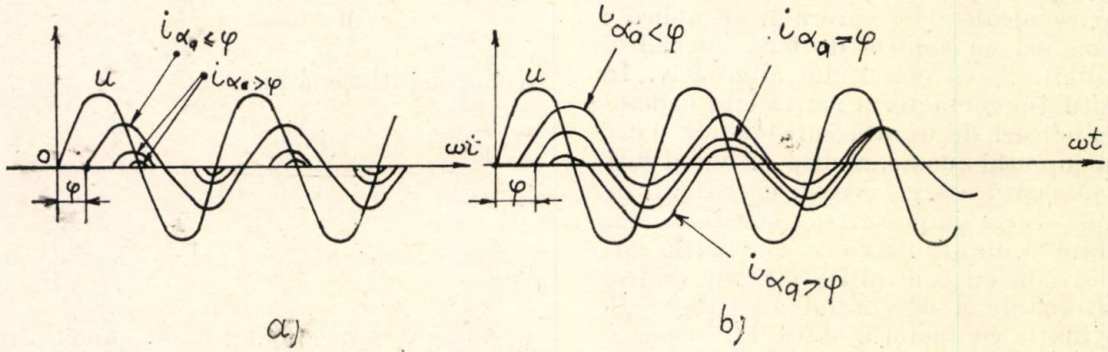


Fig. 4. Variația curentului prin circuitul cu sarcină $R-L$ în funcție de α_a și φ.

amplitudinilor curentului pînă în momentul stabilirii regimului permanent.

Pentru $\varphi \cong 90°$, la valorile extreme ale unghiului de comandă, se obține, din soluția (2) :

$$(i_{\alpha_a = 0})_{max} \cong 2 \frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \qquad (4)$$

și, respectiv,

$$(i_{\alpha_a = \pi})_{max} \cong -2 \frac{\sqrt{2}U}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}, \qquad (5)$$

deci, prima amplitudine se apropie de dublul valorii corespunzătoare regimului permanent.

În regim tranzitoriu, valoarea efectivă a curentului în decursul primei alternanțe este de $\sqrt{3}$ ori mai mare decît valoarea corespunzătoare în regim permanent, ceea ce, evident, conduce la o solicitare suplimentară a dispozitivelor de comutare pentru situațiile mai sus arătate.

Pentru $\alpha_a = \varphi$, soluția de regim tranzitoriu, ca și în cazul controlului de fază în cadrul fiecărei alternanțe, este nulă ; în circuite se stabilește de la început regimul permanent.

2. Contactor static cu sarcină complexă RLC

Cu ajutorul aparatului pentru studiul proceselor de comutație — ASPC (descris în capitolul 3) s-a studiat comportarea în regim tranzitoriu a surselor de alimentare pentru receptoare-TV. Utilizarea contactoarelor statice cu tiristoare permite obținerea, direct de la rețeaua de curent alternativ, a unei tensiuni în domeniul 100÷230 V, fără a utiliza transformatorul de rețea și cu un randament ridicat datorită disipației minime în elementele active.

Schema-bloc a sursei de alimentare cu contactor static cu tiristoare este arătată în figura 5.

Circuitul de comandă asigură comanda contactorului static în a doua jumătate a alternanței pozitive a rețelei, astfel că, valoarea medie a tensiunii la intrarea filtrului de ieșire poate să fie mai mică decît tensiunea de vîrf a rețelei. Cele două reacții, directă și inversă asigură stabilizarea tensiunii de ieșire la variațiile tensiunii de alimentare și ale curentului de sarcină.

Filtrul de intrare se utilizează pentru a reduce curenții de comutație de radiofrecvență transmiși în rețeaua de 50 Hz. Filtrul de ieșire trece

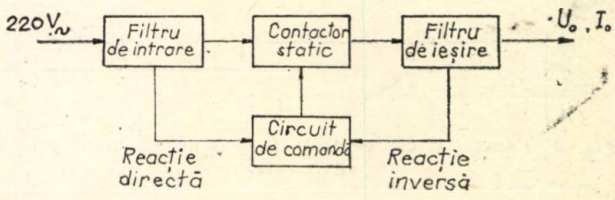


Fig. 5. Schema-bloc a sursei de alimentare pentru receptoare TV cu contactor static.

jos este, de obicei, de tip *RC* datorită nivelelor mari de putere implicate. Variante practice de realizare a unor surse de alimentare pentru receptoare TV sînt descrise în [2, 3, 4].

Pentru analiza regimului de funcţionare a contactului static integrat într-o astfel de sursă s-a utilizat configuraţia din figura 6.

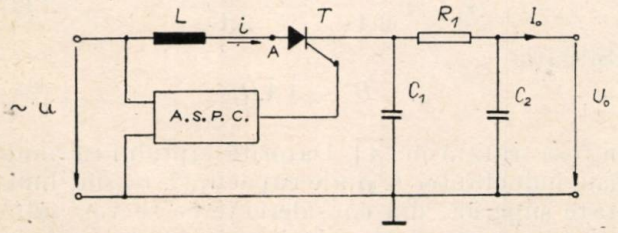


Fig. 6. Schema de principiu a circuitului pentru studierea comportării contactorului static, lucrînd pe sarcină complexă *RLC*.

Pentru simularea condiţiilor reale de lucru ale contactului static, integrat în sursa de alimentare, s-a studiat comportarea sa în următoarele regimuri de comandă :

a — comandă cu control de fază în decursul fiecărei alternanţe a tensiunii alternative (fig. 7) ;

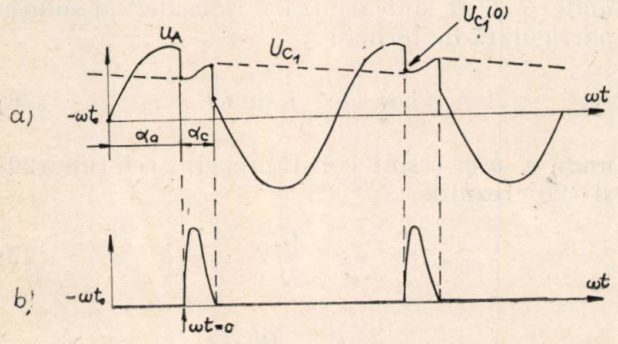


Fig. 7. Formele de undă ale tensiunilor şi curentului în cazul comenzii cu control de fază, în decursul fiecărei alternanţe.

b — comandă cu control de fază în decursul primei alternanţe, menţinută două alternanţe (fig. 8) şi patru alternanţe (fig. 9).

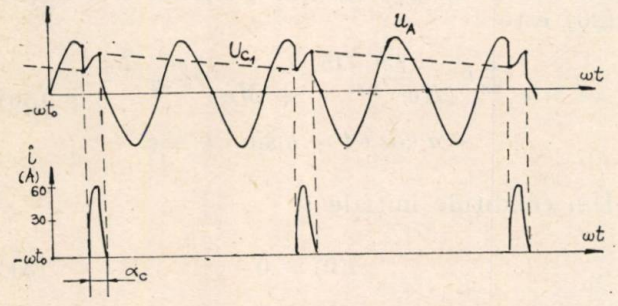


Fig. 8. Formele de undă ale tensiunilor şi curentului în cazul comenzii timp de două alternanţe (2 + 2).

Pentru a deduce expresia analitică a curentului i se va considera regimul de comandă cu control de fază în decursul fiecărei alternanţe.

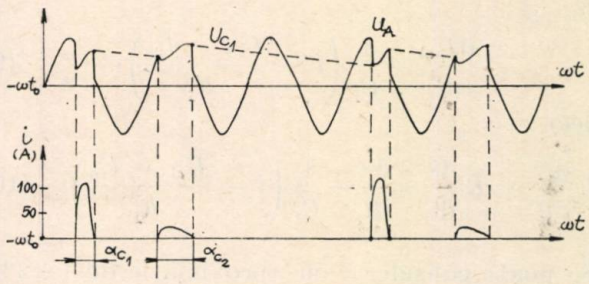


Fig. 9. Formele de undă ale tensiunilor şi curentului în cazul comenzii timp de 4 alternanţe (4 + 2).

Schema echivalentă a circuitului din figura 6 este reprezentată în figura 10, iar formele de undă în figura 7.

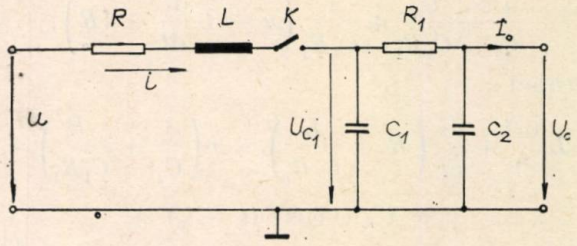


Fig. 10. Schema echivalentă a circuitului cu contactor static lucrînd pe sarcină complexă *RLC*.

Tensiunea U_{c1} pe condensatorul C_1, (fig. 7 a) este sub formă de dinţi de fierăstrău şi valoarea ei medie este :

$$U_{c1\,med} = U - R_1 I_0,$$

unde U_0 şi I_0 sînt tensiunea şi respectiv, curentul de sarcină. Practic, inductanţa L' a sursei (reţea de alimentare) este de ordinul a 50 μH şi este încorporată bobina de şoc, L.

Se notează :

L — bobina de şoc serie ; R_1 — rezistenţa combinată a sursei, bobinei de şoc L şi a tiristorului în conducţie ; U_m — valoarea maximă a tensiunii de reţea ; U_{c1} — tensiunea pe condensatorul C_1 ; U_{c1} (0) — tensiunea pe condensatorul C_1 la momentul $t = 0$; i — curentul prin contactor, α_c — unghiul de conducţie al curentului i.

Luînd ca referinţă momentul $t = -t_0$ rezultă :

$$u = U_m \sin \omega (t + t_0). \qquad (6)$$

Curentul i prin contactorul static este dat de ecuaţia diferenţială :

$$u - U_{c1} = iR + L\frac{di}{dt}, \qquad (7)$$

sau :

$$L\frac{d^2i}{dt^2} + R\frac{di}{dt} = \frac{du}{dt} - \frac{dU_{c1}}{dt}, \qquad (8)$$

dar :

$$\frac{dU_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1}\left(i - \frac{U_{c1} - U_0}{R_1}\right), \tag{9}$$

deci :

$$L\frac{d^2i}{dt^2} + R\frac{di}{dt} = \frac{du}{dt} - \frac{1}{C_1}\left(i - \frac{U_{c1} - U_0}{R_1}\right). \tag{10}$$

Se poate considera, cu aproximație de 1÷2%, că tensiunea U_0 rămîne constantă pe intervalul de conducție al contactorului. Deci :

$$L\frac{d^2i}{dt^2} + R\frac{di}{dt} = U_m\,\omega\cos\omega\,(t + t_0) - \\ - \frac{i}{C_1} - \frac{U_0}{C_1R_1} + \frac{1}{C_1R_1}\left(u - L\frac{di}{dt} + iR\right), \tag{11}$$

atunci :

$$L\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{di}{dt}\left(R + \frac{L}{C_1R_1}\right) + i\left(\frac{1}{C_1} + \frac{R}{C_1R_1}\right) = \\ = U_m\,\omega\cos\omega(t + t_0) + \\ + \frac{U_m}{C_1R_1}\sin\omega(t + t_0) - \frac{U_0}{R_1C_1}. \tag{12}$$

Se notează :

$$E = U_m\left(\omega\cos\omega t_0 + \frac{1}{C_1R_1}\sin\omega t_0\right), \tag{13}$$

$$F = U_m\left(-\omega\sin\omega t_0 + \frac{1}{C_1R_1}\cos\omega t_0\right), \tag{14}$$

$$G = -\frac{U_0}{C_1R_1}. \tag{15}$$

Ecuația (12) devine :

$$L\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{di}{dt}\left(R + \frac{L}{C_1R_1}\right) + i\left(\frac{1}{C_1} + \\ + \frac{R}{C_1R_1}\right) = E\cos\omega t + F\sin\omega t + G. \tag{16}$$

Notînd :

$$A = L, \tag{17}$$

$$B = R + \frac{L}{C_1R_1}, \tag{18}$$

$$D = \frac{1}{C_1} + \frac{R}{C_1R_1}, \tag{19}$$

rezultă :

$$A\frac{d^2i}{dt^2} + B\frac{di}{dt} + D = E\cos\omega t + F\sin\omega t + G. \tag{20}$$

Pentru rezolvarea acestei ecuații diferențiale de gradul II se consideră ecuația caracteristică :

$$A\alpha^2 + B\alpha + D = 0, \tag{21}$$

cu soluția :

$$\alpha_{1,2} = \frac{B}{2A} \pm \frac{\sqrt{B^2 - 4AD}}{2A}. \tag{22}$$

Situația :

$$B^2 < 4AD, \tag{23}$$

a fost tratată în [4]. Datorită faptului că valorile inductanței L și ale capacității C_1 sînt limitate superior, din considerente ce se vor arăta în cele ce urmează, relația (23) nu poate fi satisfăcută. Se va analiza în continuare situația reală $B^2 > 4AD$. Ecuația (21) conduce la soluția :

$$i = He^{\alpha_1 t} + Me^{\alpha_2 t}, \tag{24}$$

sau :

$$i = e^{-\frac{B}{2A}t}\left(He^{\frac{\sqrt{B^2-4AD}}{2A}t} + Me^{-\frac{\sqrt{B^2-4AD}}{2A}t}\right), \tag{25}$$

unde H și M sînt arbitrari. Considerînd soluția particulară de forma :

$$i = a\cos\omega t + b\sin\omega t + c, \tag{26}$$

unde a, b și c sînt constante, din relațiile (20) și (26) rezultă :

$$c = \frac{G}{D}, \tag{27}$$

$$a = \frac{E - Bb\,\omega}{D - A\omega^2}, \tag{28}$$

$$b = \frac{F(D - A\omega^2) + B\omega E}{(D - A\omega^2)^2 + B^2\omega^2}. \tag{29}$$

Cu aceste notații soluția generală a ecuației (20) este :

$$i = e^{-\frac{B}{2A}t}\left(He^{\frac{\sqrt{B^2-4AD}}{2A}t} + Me^{-\frac{\sqrt{B^2-4AD}}{2A}t}\right) + \\ + a\cos\omega t + b\sin\omega t + c. \tag{30}$$

Din condițiile inițiale :

$$i(0) = 0 \tag{31}$$

$$\left.\frac{di}{dt}\right|_{t=0} = \frac{U_m\sin\omega\,t_0 - U_{c1}(0)}{L} = N, \tag{32}$$

rezultă :

$$H + M + a + c = 0, \tag{33}$$

$$-\frac{B}{2A}(H+M)+\frac{\sqrt{B^2-4AD}}{2A}(H- \quad (34)$$

$$-M)+\omega b=N,$$

de unde :

$$H=\frac{-(a+c)(B+\sqrt{B^2-4AD})-2A(\omega b-N)}{2\sqrt{B^2-4AD}}, \quad (35)$$

$$M=\frac{(a+c)(B-\sqrt{B^2-4AD})+2A(\omega b+N)}{2\sqrt{B^2-4AD}}. \quad (36)$$

Soluţia ecuaţiei (20) este deci (30) unde constantele H, M, a, b, c, A, B, D şi N au fost determinate în funcţie de valorile componentelor de circuit şi de condiţiile iniţiale pentru i. Experimental, pentru : $R = 3{,}045\ \Omega$; $L = 52{,}6\ \mu H$; $R_1 = 49{,}92\ \Omega$; $C_1 = 400\ \mu F$; $U_0 = 220$ V, $I_0 = 975$ mA ; $u = 220\sqrt{2}\sin\omega(t + t_0)$ şi $t_0 = 5\cdot10^{-3}$ s, s-a obţinut o amplitudine a pulsului de curent de 30 A, în cazul cînd contactorul este comandat în cadrul fiecărei alternanţe, iar durata de conducţie $\alpha_c = 30°$. Cu datele experimentale pentru circuit soluţia (30) devine :

$$i = e^{-29{,}07\cdot10^3 t}(7{,}017\, e^{28{,}18\cdot10^2 t - 26{,}832}\, e^{-28{,}18\cdot10^3 t}) +$$

$$+ 23{,}951\cos\omega t - 30{,}583\sin\omega t - 4{,}135,$$

care conduce la rezultatele teoretice foarte apropiate de cele experimentale şi care sînt ilustrate în figura 11.

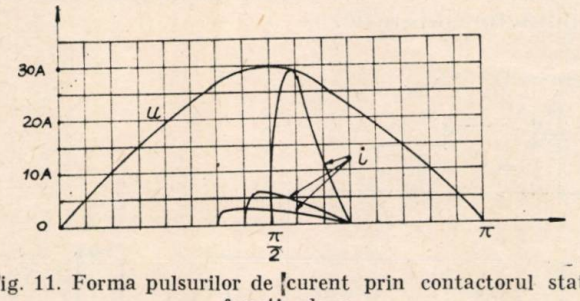


Fig. 11. Forma pulsurilor de curent prin contactorul static funcţie de α_a.

Concluzii :

Cu ajutorul ASPC este posibil să se simuleze situaţiile care se pot ivi în funcţionarea contactorului static inclus într-o sursă stabilizată pentru alimentarea receptoarelor TV.

Astfel, regimul normal de lucru, cînd contactorul este acţionat în decursul fiecărei alternanţe a tensiunii de alimentare s-a simulat prin comanda contactorului, alternanţă cu alternanţă, cu defazaj reglabil între 0 şi π.

Accidental, fie la variaţii bruşte ale sarcinii, fie prin ratarea comenzii, contactorul static poate funcţiona în regim cu comandă menţinută pe cîteva alternanţe.

S-a constatat teoretic şi experimental (fig. 7 b) că, în cazul comenzii în decursul fiecărei alternanţe, pentru un curent de sarcină mediu $I_0 = 975$ mA valoarea pulsurilor de curent este $I_{vf} = 30$ A, deci :

$$\frac{I_{vf\,puls}}{I_0} = 30{,}76. \quad (37)$$

Această valoare maximă rezultă atunci cînd contactorul se comandă la unghiul $\alpha_a = \frac{\pi}{2}$. Pentru $\alpha_a < \frac{\pi}{2}$, sau $\alpha_a > \frac{\pi}{2}$ amplitudinea pulsurilor scade, iar unghiul de conducţie α_c creşte. În cazul comenzii cu control de fază pe prima alternanţă şi menţinută timp de două alternanţe, cu intervale de pauză de două alternanţe (2 + 2), amplitudinea impulsurilor se dublează ajungînd, pentru $\alpha_a = \frac{\pi}{2}$, la $I_{vf\,puls} = 60$ A.

Rezultă că, în contactorul static respectiv, tiristoarele trebuie dimensionate corespunzător din punct de vedere al curentului de vîrf pe care îl acceptă atît în regim repetitiv, cît şi în regim nerepetitiv (I_{TRMS} şi I_{TMS}). Dimensionarea tiristoarelor trebuie făcută astfel încît să suporte aceste valori mari de curent în impuls.

Intrucît sursa echipează un aparat de uz casnic, iar valoarea instantanee a curentului luat de la priză nu trebuie să depăşească 10—13 A_{ef} trebuie ca pentru orice moment :

$$i(t) < (10 \div 13)\sqrt{2}\sin(\omega t). \quad (38)$$

Avînd în vedere faptul că receptoarele TV moderne nu au încorporat transformatorul de reţea, cele arătate anterior conduc la restricţii la dimensionarea lui L şi C. Pentru L, se recomandă valoarea de 3,5 mH forma unei inductanţe adiţionale serie.

Micşorarea amplitudinii, pulsului de curent se poate obţine prin mărirea unghiului de conducţie α_c. Pentru acest lucru se impune o frecvenţă naturală f_n mai scăzută, unde :

$$f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_1}}, \quad (39)$$

relaţia (39) implică mărirea lui C_1, însă ţinînd cont şi de nivelul de tensiuni ce apar valorile pentru C_1 sînt limitate la 600 — 1 000 μF.

Se pot optimiza valorile pentru L şi C_1 ţinînd cont de cele arătate cît şi de valorile impuse factorului de ondulaţie pentru tensiunea de ieşire, U_0.

În reţea pot pătrunde, de la alţi consumatori, tensiuni tranzitorii care produc interferenţe.

Pentru alimentările electrocasnice vîrfurile de tensiune ce pot apărea sînt :

550 V, pentru $t < 100$ μs,

750 V, pentru $t < 10$ μs,

1 000 V, pentru $t < 1$ μs.

Efectele de interferență de radiofrecvență produse de aceste vîrfuri de tensiune trebuie să fie atenuate la un nivel acceptabil, prin utilizarea unor filtre.

Un vîrf pozitiv de tensiune ajuns pe anodul tiristorului poate produce o comutare prematură a acestuia, dacă depășește valoarea maximă a tensiunii de vîrf nerepetitivă în stare de blocare (U_{DSM}), sau viteza critică de creștere a tensiunii în stare de blocare (du/dt) în timpul porțiunii alternației în care anodul este pozitiv față de catod.

Dacă vîrfurile de tensiune pe anodul tiristorului sînt negative și depășesc valoarea tensiunii de vîrf nerepetitive (U_{RSM}) dispozitivul se distruge. Este, deci, necesar o atentă analiză a duratei vîrfurilor de tensiune și a amplitudinii lor, ca și corelarea lor cu tensiunea de străpungere inversă a tiristorului.

Pentru a elimina riscul amorsării prin efect du/dt, cît și a străpungerii prin depășirea tensiunii inverse pe dispozitiv este necesar să se micșoreze cît mai mult valoarea rezistenței din poarta tiristorului, sau să se prevadă un grup de protecție RC paralel pe tiristor (valori tipice $R = 10\ \Omega$, $C = 220$ nF, conform [4].

3. Aparat pentru studiul proceselor de comutație în circuitele de curent alternativ cu sarcină complexă

În figura 12 este reprezentată schema principială a aparatului realizat. Pentru obținerea secvențelor necesare studiului proceselor de comutație, impulsurile de comandă pentru contactorul static sînt de durată $k_1\pi - \alpha_a$, k_1 fiind numărul de alternanțe în care contactorul este închis, și separate de pauze de durată $k_1\pi + \alpha_a$, k_2 — numărul de alternanțe în care contactorul este deschis. Se pot realiza următoarele secvențe de comandă :

a. k_1 *în poziția „acționat"*. Se realizează controlul de fază pe fiecare alternanță, tiristorul primind semnale de comandă repetitive cu fază reglabilă și de durată $\pi - \alpha_a$.

Impulsurile pozitive obținute în colectorul tranzistorului T_2 la trecerea prin zero a tensiunii de alimentare, se aplică formatorului trigger Schmitt și de la ieșirea acestuia, inversat, în continuare intrării de date J și intrării Clear a bistabilului CDB 472. La sosirea primului impuls, generat de oscilatorul de relaxare cu TUJ, T_1, defazat cu α_a față de momentul de trecere prin zero a tensiunii de alimentare și aplicat pe intrarea de tact a bistabilului, ieșirea Q a acestuia trece în „1", semnalul este amplificat în curent de T_1 și astfel contactorul static este comandat. La sfîrșitul acestei alternanțe, la ieșirea triggerului Schmitt se obține nivel „0", se validează intrarea Clear a lui CDB 472, ieșirea Q trece în „0", fiind întreruptă comanda contactorului static.

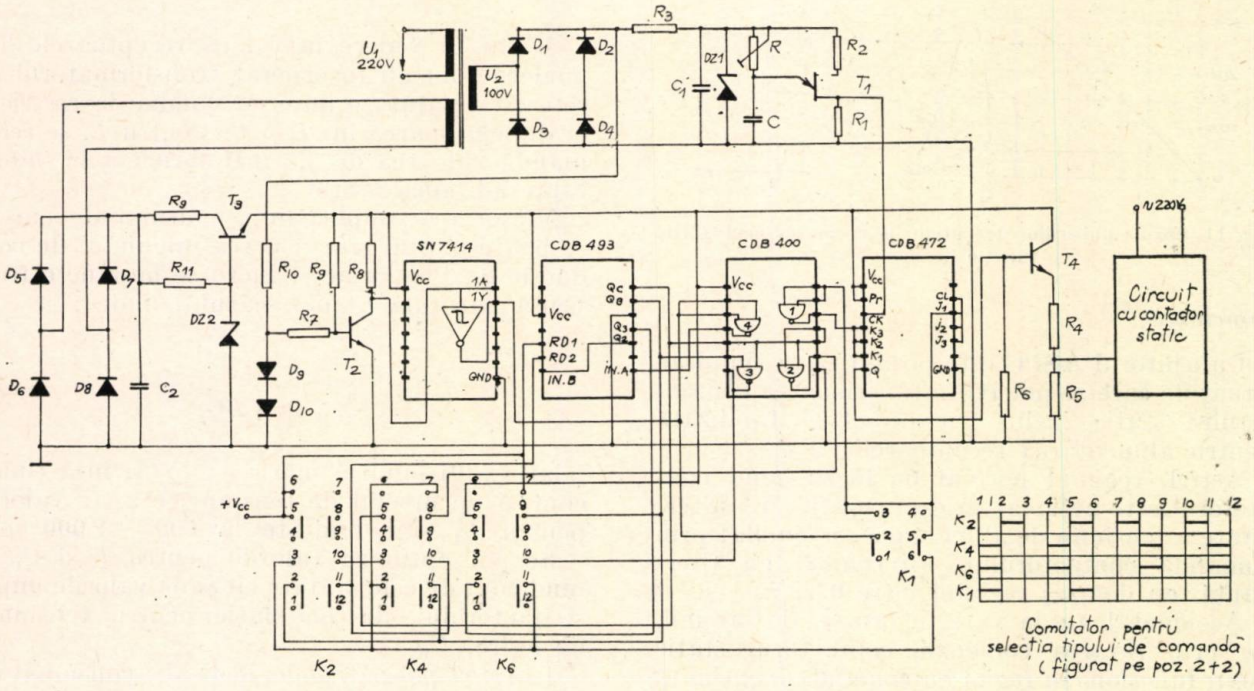


Fig. 12. Schema de principiu a aparatului pentru studiul proceselor de comutație (ASPC).

b. K_2, K_4 sau K_6 în poziția „acționat". Se realizează controlul de fază în cadrul primei alternanțe, contactorul static primind comandă menținută repetitivă de durată $k_1\pi - \alpha_a$, $k_1 = 2, 4, 6$ — funcție de comutatorul respectiv acționat, cu pauze de durată $2\pi + \alpha_a$.

Prin acționarea unuia din comutatoarele K_2, K_4 sau K_6 se realizează secvențele $2 + 2$, $4 + 2$, $6 + 2$, (diagrama de functionare, fig. 12). Se presupune acționat K_4, secvență $4 + 2$. Contactorul static primește semnal de comandă de durată $(4\pi - \alpha_a)$, iar pauză de $(2\pi + \alpha_a)$.

Impulsurile formate, de trecere prin zero, se aplică pe intrarea numărătorului divizor CDB 493, iar de la ieșirea Q a acestuia semnalul divizat este aplicat pe intrarea de date a CDB 472. La aplicarea pe intrarea de tact a primului impuls furnizat de oscilatorul de relaxare cu TUJ, ieșirea Q trece în „1", contactorul primind comandă menținută și defazată cu α_a față de trecerea prin zero a tensiunii alternative. Semnalul amplificat de T_4 comandă secvențial contactorul static.

Bibliografie

[1] *Ponner, Ioan*, Contribuții privind studiul și utilizarea unor circuite de comutație statică cu tiristoare. Teză de doctorat, București, Institutul politehnic, 1968.

[2] *King, D. J.* Monochrome TV power supplies for 117 and 220 V mains input. In : Mullard Technical Communications, vol. **11**, nr. 102, nov 1969, p. 26—28.

[3] *Lacey, P.* Power Supply modification. In : Wirelles world, mai 1971, p. 234.

[4] *Bugg, R.E.F.* Thyristor power supplies for television receivers design considerations : In : Mullard Tehnical Communications, Nr. 144, apr 1972, p. 129—144.

CRONICI

SEMICON WEST '78
San Mateo, California, 23—25 mai 1978

SEMICON-WEST este un tîrg specializat de echipamente și materiale pentru fabricația de dispozitive semiconductoare, organizat anual de SEMI (Semiconductor Equipment and Materials Institute), o organizație non-profit avînd sediul în Mountain View, California.

SEMICON-WEST '78 a fost cel de al 8-lea SEMICON organizat pe coasta de vest a S.U.A. (în peninsula San Francisco) și este considerat de presa de specialitate ca cea mai mare expoziție de acest gen din istoria industriei.

La ediția 1978 a SEMICON-ului au participat 647 firme prezentatoare și peste 15 000 vizitatori. Valoarea echipamentelor și materialelor expuse fizic a fost de peste 25 milioane $. Marea majoritate a participanților au fost din „Valea Siliciului" — zona geografică care concentrează cea mai importantă parte a industriei de semiconductoare a S.U.A.; de asemenea, fără ca participarea ca expozanți să fie semnificativă, tîrgul a atras vizitatori din Europa, Japonia, Africa și America de Sud.

Tema generală a tîrgului a fost „toleranțe mai strînse, capabilități mai mari și calitate superioară". Elementele de senzație ale tîrgului au fost mașinile planare de gravare cu plasmă și mașinile de aliniere/expunere prin proiecție. În plus, revoluția microprocesoarelor a determinat lansarea, la SEMICON WEST, a unei serii de echipamente de pocesare și control computerizate, tinzîndu-se spre procesarea complet automată a dispozitivelor semiconductoare.

Gravarea planară cu plasmă: avantaje și limitări

Gravarea cu plasmă a geometriilor fine, în particular a celor micronice și submicronice, este de un interes deosebit pentru industria de semiconductoare. Problema inerentă a gravării chimice umede (cea convențională) o constituie, în cazul geometriilor fine, gravarea nedorită sub mască. Gravarea cu plasmă, pe o mașină „planară", care utilizează plasmă generată la suprafața semiconductorului (prin intermediul unor electrozi apropiați) depășește problema gravării sub mască. Acest gen de gravare uscată își găsește în prezent aplicații în gravarea metalizărilor de Al, Al/Si și Al/Si/Cu.

S-a găsit experimental că pentru a grava aluminiul și, de asemenea, pentru a realiza un raport bun de stopare pe nitruri și oxizi de siliciu, plasma trebuie să fie generată la suprafața substratului, permițînd astfel utilizarea unor specii atomice și de radicali complexe, de viață scurtă și reactivitate mare. Această condiție se realizează prin plasarea unei perechi de electrozi paraleli apropiați în vecinătatea substratului. Prin utilizarea unei combinații potrivite de presiune, temperatură, debit de gaz, curent de plasmă și distanță între electrozi se obțin viteze de gravare de 1 000—2 000 Å/min fără să se deterioreze definiția desenului în fotorezist.

Problema cea mai mare a gravării cu plasmă o constituie fotorezistul. Viteza de gravare a fotorezistului în timpul unui proces pe aluminiu este de aproximativ 25% din viteza de gravare a aluminiului. Deoarece cei mai mulți fotorezișți negativi sînt rareori aplicați mai groși decît 8 000 Å, gravarea unor straturi de aluminiu mai mari de 3 μm este extrem de dificilă. Deoarece fotorezиștii pozitivi pot fi aplicați la grosimi pînă la 2 μm, ei apar ca o soluție temporară pentru gravarea aluminiului; aceasta deoarece fragilitatea rezistului limitează viteza de gravare a aluminiului de aproape 2 000 Å/min. Dacă s-ar putea elabora rezișți speciali pentru gravarea cu plasmă, viteza de gravare s-ar putea mări substanțial. Gravarea la viteze mari ar genera, însă, o nouă problemă: creșterea degradării prin radiație.

Altă problemă care încă nu este depășită total privește pereții abrupți, cu unghiuri ascuțite, rezultați prin gravarea cu plasmă. Deoarece gravarea cu plasmă este pur anizotropică, pereții rezultați sînt de 90° față de suprafață, ceea ce face acoperirea lor în continuare (cu metal) dificilă.

Tehnologia prezentă de gravare cu plasmă a Al, Al/Si, a unor structuri Al/Si/Cu și a oxizilor și nitrurilor depășește cu mult în rezoluție capabilitățile fotolitografiei curente. Metode și echipamente noi sînt necesare în fotolitografie pentru a se exploata în întregime capabilitățile sistemelor de gravare cu plasmă.

(din: Electronic Packaging and Production, May 1978)

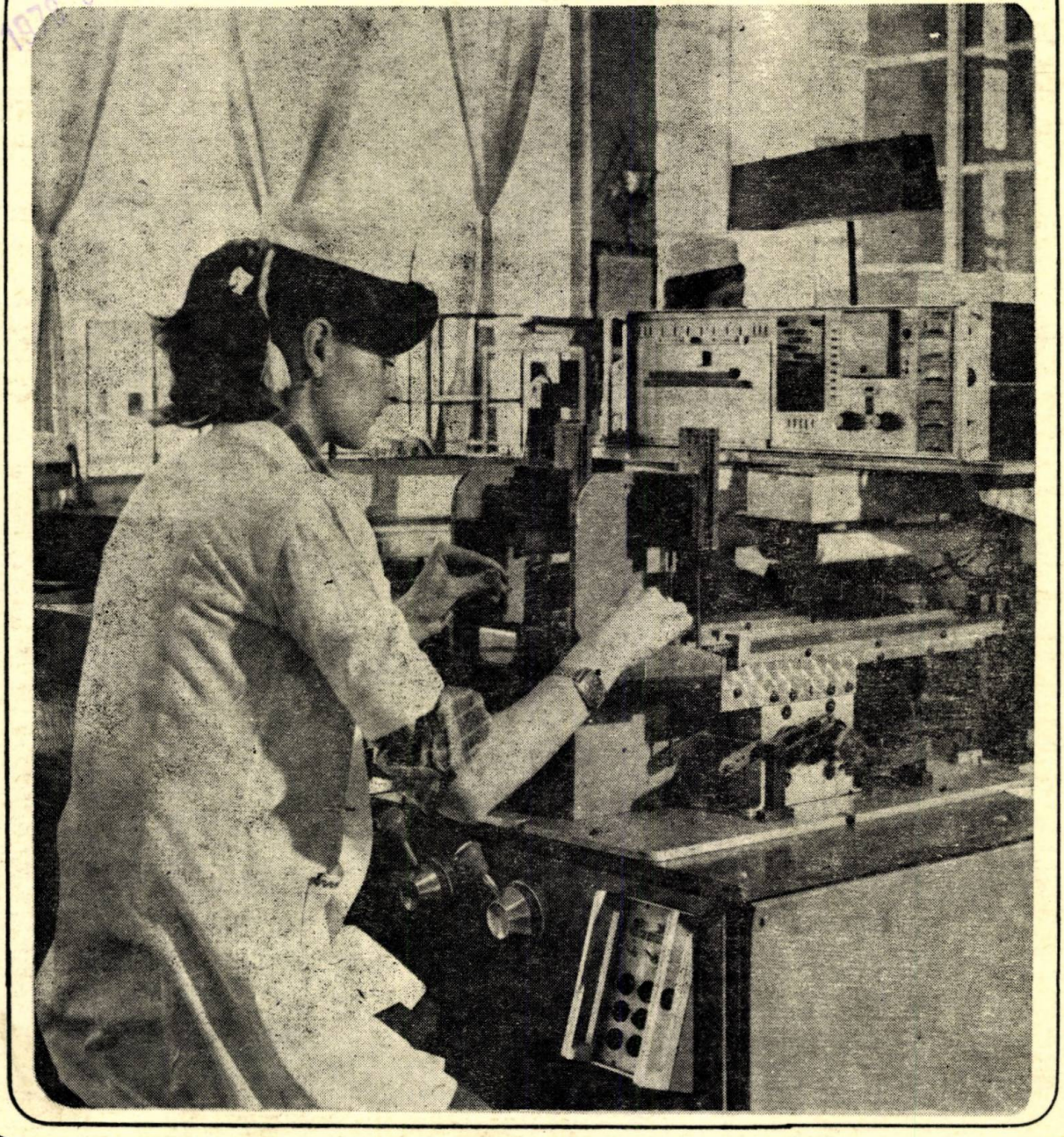
dr. ing. *C. Bulucea*

I.P.R.S. BĂNEASA

Str. EROU IANCU NICOLAE Nr. 32
BUCUREŞTI II — ROMÂNIA
TELEFON 33.38.30 TELEX 11.203 iprs r
SERV. DESFACERE: 33.63.17

asigură cu livrare promptă, pe bază de contract sau comandă fermă componente electronice active şi pasive de calitate superioară.

DIODE. TRANZISTOARE. PUNTI REDRESOARE. TIRISTOARE. CIRCUITE INTEGRATE LOGICE. CIRCUITE INTEGRATE LINIARE. CONDENSATOARE STYROFLEX. CONDENSATOARE POLIESTER. CONDENSATOARE ELECTROLITICE.



E 2040

Victor A.

REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 26 • Nr. 6 • AUGUST 1978

COMPUTERE
NUCLEARE
pentru înregistrarea:
razelor alfa
razelor beta
razelor gama
razelor X
razelor cosmice
neutronilor
EXPORTATOR:
Techsnabexport
32/34 str. Smolenskaia-Sennaia
Moscova 121200 URSS
Telefon: 244 32 85 Telex: 7628

1978 NOV 14

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 26 Nr. 6 august 1978

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 681.17 : 331

CONTROLUL STATISTIC AL CALITĂŢII
ERORI DE MĂSURĂ

Lăzăroiu D. F., Mihalache, A. : **Influenţa erorilor de măsură asupra controlului statistic al calităţii.**

E.E.A. – **Electrotehnica, 26,** nr. 6, aug 1978, p. 193

Lucrarea studiază modul în care trebuie luate în consideraţie erorile asociate controlului de recepţie prin atribute. Se includ atît erorile datorate aparaturii de măsură, cît şi cele datorate factorului uman, arătîndu-se felul în care este influenţată caracteristica erorilor.

CZ 621.313.3 : 620.9

MOTOARE ELECTRICE DE INDUCŢIE
TENDINŢE CONSTRUCTIVE
EFICIENŢĂ

Răduţi, C., Crăciunescu, A. : **Tendinţe noi în construcţia motoarelor electrice de inducţie.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 6, aug 1978, p. 196

În articol se fundamentează părerea că tendinţa reducerii la maximum a consumului de materiale în construcţia motoarelor electrice de inducţie şi, deci, a preţului de cost al maşinilor, fără a avea în vedere scăderea indicilor energetici, trebuie reconsiderată. În ultima vreme, ca urmare a sporirii preţului energiei pe plan mondial şi mai ales din cauza existenţei perspectivei creşterii în continuare a acestui preţ, luarea în consideraţie cu prioritate a indicilor energetici la proiectarea noilor serii de maşini electrice a devenit obligatorie şi apare chiar ca eficientă creşterea moderată a consumurilor de materiale pentru a obţine importante economii de energie.

CZ 621.8 : 621.313

MOTOARE DE C.C.
ACŢIONAREA MAŞINILOR-UNELTE
SOLUŢII DE PERSPECTIVĂ

Apetrei, C., Şlaiher, S. : **Realizări şi perspective în domeniul motoarelor de acţionare a avansului la maşinile-unelte cu comandă numerică.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 6, aug 1978, p. 199

Articolul cuprinde date despre realizarea la ICPE–Bucureşti a motoarelor cu întrefier axial şi rotor-disc cu aplicabilitate în acţionarea avansului la maşinile-unelte cu comandă numerică şi perspective în acest domeniu.

CZ 621.3 : 629.119.5

ENERGIE ELECTRICĂ
METODE DE ECONOMISIRE
ECHIPAMENTE ŞI TEHNOLOGII

Checiulescu, M., Popescu, Ch. : **Contribuţii ICPE la economisirea energiei electrice prin realizarea şi implementarea de noi produse şi tehnologii pentru sistemele de alimentare a marilor consumatori.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 6, aug 1978, p. 206

Sînt prezentate unele contribuţii ale specialiştilor de la ICPE în domeniul rezolvării aspectelor legate de compensarea puterilor reactive şi deformante şi de raţionalizarea tehnologiilor de alimentare cu energie electrică a întreprinderilor, pentru obţinerea economiei de energie electrică.

CZ 621.335.2–833.6

LOCOMOTIVE DIESEL-ELECTRICE
CONCEPŢIE TEHNICĂ
CARACTERISTICI, PERFORMANŢE

Burdubuş, Fl. : **Noua serie de locomotive diesel-electrice de mare putere asimilate la întreprinderea „Electroputere" din Craiova.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 6, aug 1978, p. 213

Lucrarea prezintă aspecte ale concepţiei locomotivelor diesel-electrice de mare putere (2200 kW, 3000 CP şi 2900 kW, 4000 CP) de către întreprinderea „Electroputere" Craiova.

CZ 621.398.1 : 621.313.39

CÎMP ELECTROMAGNETIC
CALCUL NUMERIC
ELEMENTE FINITE

Soran, I. : **Asupra metodologiei de efectuare a triangulizării manuale în vederea rezolvării unei probleme de cîmp electromagnetic prin metoda elementelor finite.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 6, aug, 1978, p. 218

Se expune principiul de rezolvare a problemelor de cîmp electromagnetic prin metoda elementelor finite subliniind modul în care apare necesitatea unor date de intrare pentru programele ce fac rezolvarea în mod practic a problemei. Metodologia obţinerii corecte a datelor de intrare şi verificarea lor, constituie subiectul principal al analizei expuse în lucrare.

CZ 621.327.312

LĂMPI CU VAPORI MERCUR
ÎNALTĂ PRESIUNE
HALOGENURI METALICE

Ivanovici, C., Măcrin, G. : **Progrese în producţia de lămpi cu descărcări în gaze de înaltă presiune. Lămpi cu vapori de mercur de înaltă presiune cu halogenuri metalice.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 6, aug, 1978, p. 225

Se prezintă, din punct de vedere teoretic lămpile cu descărcări în gaze de înaltă presiune (halogenuri metalice) folosite în iluminatul industrial, insistînd pe elementele calitative legate de caracteristicile electrice şi durata de viaţă a acestor lămpi.

CZ 621.313.2.621.318.2

MAŞINI ELECTRICE
MAŞINĂ DE C.C.
MAGNEŢI PERMANENŢI

Stoia, D., Rădulescu, M. : **Servomotoare de c.c. cu inerţie redusă.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 6, aug 1978, p. 231

Articolul relevă principalele caracteristici ale servomotoarelor de c.c. cu inerţie redusă, avînd rotor cilindric cu circuite imprimate, sub o formă adecvată proiectării, fiind definite şi cîteva criterii pentru proiectarea acestor servomotoare.

NOTE 235

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ;prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. st. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA" (E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, maşini-unelte şi mecanică fină, apare în cadrul *OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (O.I.D.)*, al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică, *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la *O.I.D.* Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu nr. 45–47, Bucureşti, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAŢIA"*, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23–25. C. 355, Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976, conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă – Bucureşti – Calea Griviţei, nr. 64–66 P.O.B. – 2001. – Telex. 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 681. 17 : 331

КОНТРОЛЬ СТАТИСТИЧЕСКИЙ КАЧЕСТВА ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ

Лэзэрою, Д. Ф., Михалаке, А.: **Влияние измерительных погрешностей на статистического контроля качества**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, август 1978, стр. 193

В работе исследуется образ содержания погрешностей в сочетании с приёмным контролем. Включены погрешности из-за фактора человек и показан образ влияния на характеристики погрешностей.

УДК 621.313.3.620.9

ДВИГАТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИНДУКЦИОННЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ КОНСТРУКТИВНЫЕ. ЭФФЕКТИВНОСТЬ

Рэдуци, К., Крэчунеску, А.: **Новые направления в конструкции индукционных электродвигателей**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, август 1978, стр. 196

В статье обосновывается мнение, что тенденция максимального уменьшения расхода материалов в конструкции электрических индукционных двигателей и значит, стоимости машин, несчитая снижение энергетических указателей должно быть снова обосновано. В последнее время, вследствие роста стоимости энергии в мире и особенно из-за существования перспективы дальнейшего роста этой стоимости, приоритетный учёт энергетических показателей в проектировании новых серий электрических машин стал объязательным, а умеренный рост расхода материалов становится даже эффективным для получения значительной экономии энергии.

УДК 621.8 :621.313

ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА
ПРИВОД СТАНКОВ
РЕШЕНИЯ ПЕРСПЕКТИВНЫЕ

Апетрей, К., Шлайхер, С.: **Достижения и перспективы в области приводных двигателей подачи у станков с численным управлением.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, август 1978, стр. 199

Статья содержит данные относительно осуществления в ICPE — Бухаресте двигателей с осевым зазором и дисковым ротором с применяемостью в приводе подачи станков с численным управлением, как и перспективы в этой области.

УДК 621.3 :629.119.5

ЭНЕРГИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ
МЕТОДЫ ЭКОНОМИИ
ОБОРУДОВАНИЯ И ТЕХНОЛОГИИ

Кечулеску, М., Попеску, К.: **Вклад ICPE в экономию электрической энергии путём осуществления и внедрения новых изделий и технологий для систем питания крупных потребителей**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, август 1978, стр. 206

В статье представлен вклад специалистов ICPE в области решения задач связанных с компенсацией реактивных и деформирующих мощностей и с рационализацией тэхнологий питания электроэнергией предприятий для получения экономии электроэнергии.

УДК 621.335.2 – 833.6

ТЕПЛО- И ЭЛЕКТРОВОЗ
КОНЦЕПЦИЯ ТЕХНИЧЕСКАЯ
ХАРАКТЕРИСТИКИ, ДОСТИЖЕНИЯ

Бурдубуш, Фл.: **Новая серия тепловозов и электровозов большой мощности в предприятии.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, август 1978, стр. 213

В работе представлены аспекты концепции мощных тепловозов и электровозов (2 200 кВТ, 3 000 л.с. и 2 900 кВТ, 4 000 л.с.) предприятия „Electroputere" Крайова.

УДК 621.398.1 :621.313.39

ПОЛЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ
ВЫЧИСЛЕНИЕ ЧИСЛЕННОЕ
ЭЛЕМЕНТЫ КОНЕЧНЫЕ

Соран, И.: **Относительно методологии исполнения ручной триангулизации для решения задачи электромагнитного поля методом конечных элементов.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, август 1978, стр. 218

Излагается принцип решения задач электромагнитного поля методом конечных элементов и подчеркивается образ появления необходимости некоторых входных данных для программ, решающих задачу практически. Методология правильного получения входных данных и их проверка являются главным субъектом анализа изложенного в работе.

УДК 621.327.312

ЛАМПА РТУТНАЯ
ДАВЛЕНИЕ ВЫСОКОЕ
ГАЛОГЕН МЕТАЛЛИЧЕСКИЙ

Иванович, К., Мэкрин, Г.: **Достижения в производстве газоразрядных ламп высокого давления. Ртутные лампы высокого давления с металлическими галогенами.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, август 1978, стр. 225

Представлены, с теоретической точки зрения, газоразрядные лампы высокого давления (металлические галогены) употребляемые в промышленном освещении и настаивается на качественные элементы, связанные с электрическими характеристиками и с долговечностью этих ламп.

УДК 621.313.2 :621.318.2

МАШИНЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
МАШИНА ПОСТОЯННОГО ТОКА
МАГНИТЫ ПОСТОЯННЫЕ

Стоя, Д., Рэдулеску, М.: **Сервомоторы постоянного тока с уменьшенной инерцией.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, август 1978, стр. 231

В статье подчеркнуты главные характеристики сервомоторов постоянного тока с уменьшенной инерцией, имея цилиндрический ротор с печатными цепями, с формой соответствующей проектировании определены несколько критериев для проектирования этих серводвигателей.

НОТЫ 235

INHALT

DK 681.17: 331

STATISTISCHE QUALITÄTSPRÜFUNG
MESSFEHLER

Lăzăroiu, D. F., Mihalache, A.: **Einfluss der Messfehler auf die statistische Qualitätsprüfung.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, Aug 1978, S. 193

Die Arbeit untersucht die Art und Weise, wie man die Fehler im Zusammenhang mit der Abnahmeprüfung berücksichtigen muss. Es werden sowohl die Fehler, die auf die Messgeräte zurückzuführen sind, als auch jene, die auf die Menschen zurüchzuführen sind, einbezogen und es wird die Weise aufgezeigt in der die Fehlercharakteristik beinflusst wird.

DK 621.313.3; 620.9

INDUKTIONSELEKTROMOTOREN
KONSTRUKTIVE BESTREBUNGEN
WIRKSAMKEIT

Răduţi, C., Crăciunescu, A.: **Neue Bestrebungen im konstruktiven Aufbau der Induktionselektromotoren.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, Aug 1978, S. 196

In dem Artikel wird die Meinung begründet, dass die Bestrebung zur maximalen Senkung des Materialverbrauchs bei der Herstellung der Induktionselektromotoren und als Folge davon, die Senkung des Selbstkostenpreises, ohne dabei die Verringerung der energetischen Kennziffern zu berücksichtigen, neubetrachtet werden müssen. In der letzten Zeit, als Folge der Erhöhung des Energiepreises auf Weltebene und vor allen wegen der Perspektive der weiteren Erhöhung dieses Preises, wurde die vorrängige Berücksichtigung der energetischen Kennziffern beim Entwurf der neuen Reihen elektrischer Maschinen verpflichtend und die mässige Steigerung der Materialverbrauche erscheint sogar wirksam, um wichtige Energieeinsparungen zu erzielen.

DK 621.8 : 621.313

GLEICHSTROMMOTOREN
ANTRIEB DER WERKZEUGMASCHINEN
PERSPEKTIVLÖSUNGEN

Apetrei, C., Şlaiher, S. : **Verwirklichungen und Perspectiven im Bereich der Motoren zum Antrieb des Vorschubs der Werkzeugmaschinen mit numerischer Steuerung.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, Aug 1978, S. 199

Der Artikel enthält Angaben über die Verwirklichung bei ICPE — Bukarest von Motoren mit axialem Luftspalt und Scheibenanker, die beim Antrieb des Vorschubs von Werkzeugmaschinen mit numerischer Steuerung Anwendung finden sowie Perspektiven in diesem Bereich.

DK 621.3 : 629.119.5

ELEKTRISCHE ENERGIE
EINSPARVERFAHREN
AUSRÜSTUNG UND TECHNOLOGIEN

Checiulescu, M., Popescu, Ch. : **Beiträge ICPE zum Einsparen der elektrischen Energie durch Verwirklichung und Implementierung von neuen Erzeugnissen und Technologien für die Speisung der grossen Verbraucher.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, Aug 1978, S. 206

Es werden einige Beiträge der Spezialisten vom Forschungs — und Entwicklungsinstitut für die elektrotechnische Industrie (ICPE) im Bereich der Lösung von Standpunkten im Zusammenhang mit dem Ausgleich der Blindleistung und deformierenden Leistung sowie Rationalisierung der Technologien zur Stromversorgung der Unternehmen vorgestellt, mit dem Zweck des Einsparens der elektrischen Energie.

DK 621.335.2 – 833.6

DIESELELEKTRISCHE LOKOMOTIVE
TECHNISCHES KONZEPT
KENNZEICHEN, SPITZENLEISTUNGEN

Burdubuş, Fl. : **De neue Reihe dieselelektrischer Hochleistungslokomotiven, die im Werk ,,Electroputere'' aus Craiova assimiliert wurde.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, Aug 1978, S. 213

Der Beitrag stellt Standpunkte der Konzeption dieselelektrischer Hochleistungslokomotiven (2200 kW, 3000 PS und 2900 kW, 4000 PS) des Werkes ,,Electroputere'' aus Craiova dar.

DK 621.398.1 : 621.313.39

ELEKTROMAGNETISCHES FELD
NUMERISCHE BERECHNUNG
FINITE ELEMENTE

Soran, I. : **Über die Methodologie der Durohführung der manuellen Triangulierung zur Lösung einiger elektromagnetischen Feldprobleme mittels der Methode der finiten Elemente.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, Aug 1978, S. 218

Es wird das Prinzip der Lösung von elektromagnetischen Feldfragen durch die finite Element-Methode dargelegt, indem man die Art und Weise unterstreicht, in der die Notwendigkeit einiger Eingangsdaten für die Programme erscheint, welche die praktische Lösung der Frage herbeiführen. Die Methodologie des richtigen Erhaltens der Eingangsdaten und ihrer Überprüfung bildet den Hauptgegenstand der im Beitrag dargelegten Analyse.

DK 621.327.312

QUECKSILBERDAMPFLAMPE
HOCHDRUCK
METALLISCHE HALOGENE

Ivanovici, C., Măcrin, G. : **Fortschritte in der Leuchtenfertigung mit Hochdruckgasentladungen. Quecksilberhochdruckdampflampen mit metallischen Halogenen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, Aug 1978, S. 225

Es werden vom theoretischen Standpunkt Lampen mit Entladungen in Hochdruckgasen (metallischen Halogeren) vorgestellt, die in der Industriebeleuchtung verwendet werden. Der Schwerpunkt fällt auf die qualitativen Elemente in Verbindung mit den elektrischen Merkmalen und der Lebensdauer dieser Lampen.

DK 621.313.2 : 621.318.2

ELEKTRISCHE MASCHINEN
GLEICHSTROMMASCHINE
DAUERMAGNET

Stoia, D., Rădulescu, M. : **Gleichstromservomotoren mit verringerter Trägheit.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, Aug 1978, S. 231

Der Artikel behandelt die Hauptmerkmale der Gleichstromservomotoren mit verringerter Trägheit. Sie haben einen zylinderförmigen Anker mit gedruckten Schaltungen, in einer dem Entwurf entsprechender Form. Es werden auch einige Kriterien zum Entwurf dieser Servomotoren definiert.

SUMMARY

DC 681.17 : 331

STATISTICAL CONTROL OF QUALITY
MEASUREMENT ERRORS

Lăzăroiu, D. F., Mihalache, A. : **Influence of Measurement Errors on the Statistical Control of Quality.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, Aug 1978, S. 193

The paper studies the manner in which the errors associated to reception control should be taken into consideration. Both errors due to measuring equipment and to the human factor are included, showing the way errors characterization is influenced.

DC 621.313.3 : 620.9

ELECTRIC INDUCTION MOTORS
CONSTRUCTIVE TENDENCIES
EFFICIENCY

Răduţi, C., Crăciunescu, A. : **New Tendencies in the Constructions of Electric Induction Motors.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, Aug 1978, S. 196

In this paper the opinion is proved that the tendency of reducing as much as possible materials consumption in constructing electric induction motors and, accordingly, the cost prince of the machines, without taking into account the energetic indexes, should be reconsidered. Lately, as a result of the world increase of energy price and especially because there are perspectives that this price should continue to grow, it become compulsory to take in into consideration, first, the energetic indexes in desinging the new series of electric machines and this appears even as an efficient moderate growth of materials consumption in order to obtain important energy economies.

DC 621.8 : 621.313

D. C. MOTORS
MACHINE-TOOLS DRIVE
FURTHER SOLUTIONS

Apetrei, C., Şlaiher, S. : **Achievements and Perspectives in the Domain of Motor Drives for the Lead of Numeric Control Machine-Tool.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, Aug 1978, S. 199

The paper contents information about the carrying out at ICPE — Bucharest of disk-armature axial air gap motors with applications in numeric control machine-tool lead drive and about the perspectives existing in this field.

DC 621.3 : 629.119.5

ELECTRICAL ENERGY
SAVING METHODS
EQUIPMENTS AND TECHNOLOGY

Checiulescu, M., Popescu, Ch. : **ICPE Contributions to Electrical Energy Saving by Carring out and Implementing New Products and Technologies for Supply Systems for Big Users.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, Aug 1978, p. 206

Some contributions of ICPE specialists in solving the aspects connected to deforming and reactive powers compensation and to rationalizing the technologies for the electrical energy supply of enterprises, with the purpose of saving electrical energy.

DC 621.335.2 – 833.6

ELECTRIC DIESEL LOCOMOTIVE
TECHNICAL CONCEPTION
CHARACTERISTICS, PERFORMANCES

Burdubuş, Fl. : **New Series of High Power Electric Diesel Locomotives Assimilated at Craiova ,,Electroputere'' Enterprise.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6 Aug 1978, p. 213

The paper presents aspects of the conception of high power electric Diesel locomotive (2200 kW, 3000 h.p. and 2900 KW, 4000 h.p.) by Craiova ,,Electroputere'' Enterprise

DC 621.398.1 : 621.313.39

ELECTROMAGNETIC FIELD
NUMERIC COMPUTING
FINITE ELEMENTS

Soran, I. : **On the Methodology of Performing Hand Triangulation in Order to Solve an Electromagnetic Field Problem by Finite Elements Method.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, Aug 1978, p. 218

The principle of solving electromagnetic field problems by finite elements method is exposed, underlying the manner in which there appears a necessity for input data for the problems realizing a practical solving of the problem. The methodology of the correct obtaining of input data and of their checking represents the main subject of the analysis exposed in the paper.

DC 621.327.312

MERCURY VAPOUR LAMP
HIGH PRESSURE
METAL HALIDES

Ivanovici, C., Măcrin, G. : **Developments in the Production of High Pressure. Gaz Discharge Lamps. Metal Halides High-Pressure Mercury Vapour Lamps.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, Aug 1978, p. 225

A theoretical presentation of high-pressure gaz (metal halides) discharge lamps used in industrial lightning is made, insisting on qualitative elements related to the these lamps electric characteristics and life-time.

DC 621.313.2.621.318.2

ELECTRIC MACHINES
DC MASHINE
PERMANENT MAGNETS

Stoia, D., Rădulescu, M. : **Low Inertia DC Servomotors**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, Aug 1978, p. 231

The paper points out the main characteristics of low inertia DC servomotors, having a cylindrical rotor with printedcircuits, in a form proper to design, some criteria for these servomotors design being also defined.

NOTE 235

SOMMAIRE

CD 681.17 : 331

CONTRÔLE STATISTIQUE DE LA QUALITÉ
ERREURS DE MESURE

Lăzăroiu, D. F., Mihalache, A. : **L'influence des erreurs de mesure sur le contrôle statistiyue de la qualité.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, Aug 1978, p. 193

L'ouvrage étudie la modalité dans la quelle on tient compte des erreurs associées au contrôle de réception.

On inclue tant les erreurs dûes a l'appareillage de mesure que les erreurs dûes au facteur humain, rélévant la nature dont est influencée la caractéristique des erreurs.

CD 621.313.3 : 620.9

MOTEURS ÉLECTRIQUES D'INDUCTION
TENDANCES CONSTRUCTIVES
EFFICIENCE

Răduți, C., Crăciunescu, A. : **Tendances nouvelles dans la construction des moteurs électriques d'induction.**

E.E.A. – **Eelctrotehnica 26**, nr. 6, Aug 1978, p. 196

Dans l'article on précise l'opinion que la tendance de la réduction au maximum de la consommation des matériaux dans la construction des moteurs électriques d'induction et donc, du prix de revient des machines, sans tenir compte de la baisse des indices énergétiques, doit être réconsidérée. Dans le dernier temps, à la suite de l'augmentation du prix de l'énergie sur le plan mondial et surtout à cause de l'existence de la perspective de l'augmentation de ce prix, la considération prioritaire des indices énergétiques à la projection de nouvelles séries de machines électriques est devenue obligatoire et apparaît comme efficiente l'augmentation modérée de la consommation des matériaux pour obtenir d'importantes économies d'énergie.

CD 621.8 : 621.313

MOTEURS DE C.C.
ACTIONNEMENT DES MACHINES OUTILS
SOLUTIONS DE PERSPECTIVE

Apetrei, C., Șlaiher, S. : **Réalisations et perspectives dans le domaine des moteurs d'actionnement de l'avance des machines outils à commande numérique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, Aug 1978, p. 199

L'article comprend des données concernant la réalisation à I.C.P.E. București des moteurs à entrefer axial et rotor disque avec applicabilité dans l'actionnement de l'avance des machines outils à commande numérique et des données sur les perspectives dans ce domaine.

CD 621.3 : 629.119.5

ENERGIE ÉLECTRIQUE
MÉTHODES POUR FAIRE DES ÉCONOMIES
EQUIPEMENTS ET TECHNOLOGIES

Checiulescu, M., Popescu, Ch. : **Contributions ICPE à l'économie de l'énergie électrique par la réalisation et l'implémentation des produits nouveaux et les technologies pour les systèmes d'alimentation de grands consommateurs.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, Aug 1978, p. 206

On présente des contributions des spécialistes de l'ICPE dans le domaine de la solution des aspects concernant la compensation des puissances réactives et déformantes et de la rationalisation des technologies d'alimentation avec de l'energie électrique des entreprises, pour obtenir des économies de l'énergie électrique.

CD 621.335.2 – 833.6

LOCOMOTIVES DIESEL-ELECTRIQUES
CONCEPTION TECHNIQUE
CARACTERISTIQUES, PERSPECTIVES

Burdubuș, Fl. : **Nouvelle série des locomotives diesel électriques de grande puissance assimilées à l'entreprise „Electroputere'' de Craiova.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, Aug 1978, p. 213

L'ouvrage présente des aspects de la conception des locomotives diesel-électriques de grande puissance (2200 kW, 3000 CP et 2900 kW, 4000 CP), à l'entreprise „Electroputere'' Craiova.

CD 621.398.1 :621.313.39

CHAMP ÉLECTROMAGNÉTIQUE
CALCUL NUMÉRIQUE
ELEMENTS FINIS

Soran, I. : **Sur la methodologie d'effectuer la triangulation manuelle en vue de solutionner un problème de champ électromagnétique par la methode des élements finis.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, aug 1978, p. 218

On expose le principe de la solution des problèmes de champ électromagnétique par la methode des élements finis soulignant la modalité dans la quelle apparait la nécessité des données d'entrée pour les programmes qui mènent à la solution pratique du problème. La methodologie d'obtenir correctement des données d'entrée et leur vérification, constitue le sujet principal de l'analyse exposée dans l'ouvrage.

CD 621.327.312

LAMPES À VAPEURS DE MERCURE
HAUTE PRESSION
HALOGENURES MÉTALLIQUES

Ivanovici, C., Măcrin, G. : **Des progrés dans la production des lampes aux décharges en gas de haute préssion. Lampes aux vapeurs de mercure de haute préssion aux halogenures métalliques.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, aug 1978, p. 225

On présente du point de vue théorique les lampes au décharge en gas de haute pression (halogénures métalliques) employées dans l'ilumination industrielle, insistant sur les élements calitatifs, rapportés aux caractéristiques électriques et la durée de vie de ces lampes.

CD 621.313.2.621.318.2

MACHINES ÉLECTRIQUES
MACHINES À C.C.
AIMANTS PERMANENTS

Stoia, D., Rădulescu, M. : **Servomoteurs à c.c. avec inertie réduite.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 6, aug 1978, p. 231

L'article relève les principalles caractéristiques des sevromoteurs de c.c. avec une inertie réduite, et un rotor cilindrique à circuits imprimés sous une forme adéquate à la projection ; quelques critères pour la projection de ces servomoteurs sont aussi définis.

NOTES 235

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI
Electrotehnica nr. 6

CZ 681.17.331

CONTROLUL STATISTIC AL CALITĂŢII
ERORI DE MĂSURĂ

Influenţa erorilor de măsură asupra controlului statistic al calităţii

DUMITRU FELICIAN LĂZĂROIU, AURELIAN MIHALACHE*) — BUCUREŞTI

Introducere

Imperfecţiunea aparatelor de măsură, ca şi erorile datorate factorului uman fac, practic, imposibil un control total al calităţii unui lot. Considerînd controlul atributiv, care reclamă o precizie moderată a aparaturii de măsură şi un grad de calificare a personalului relativ redus, se observă uşor că şi în acest caz, vor exista elemente ale lotului, clasificate greşit în categoriile corespunzător-necorespunzător. O consecinţă a acestei observaţii este imposibilitatea de a face distincţii absolut certe între loturi de calităţi foarte apropiate, fapt de care se ţine seama în stabilirea scării valorilor standardizate ale nivelului de calitate acceptabil AQL.

Pe de altă parte, observaţia este des utilizată ca argument în favoarea aplicării metodelor statistice în controlul calităţii,punîndu-se în balanţă riscurile producătorului şi ale beneficiarului, care apar în control statistic, cu erorile de măsură comise în cazul controlului total (100%). În majoritatea lucrărilor privitoare la controlul statistic, problema este pusă ca şi cum astfel de erori ar fi evitabile în controlul eşantioanelor, motivîndu-se că în cazul controlului unui număr restrîns de produse, se pot lua suficiente precauţii în vederea evitării erorilor. Or, un astfel de argument este, cel puţin la prima vedere, valabil numai în ceea ce priveşte erorile umane, nu şi erorile aparaturii de măsură. Mai mult, ţinînd seama de faptul că norma de lucru a unui controlor este aceeaşi, de exemplu, fie că verifică în 8 ore un lot de volum 1 000 unităţi în întregime, fie că verifică 10 eşantioane de volum 100 unităţi provenind din 10 loturi diferite, rezultă că aceleaşi erori pot afecta controlul efectuat prin metode statistice, ca şi controlul total.

Lucrarea de faţă îşi propune să analizeze influenţa erorilor de măsură asupra controlului statistic de recepţie prin atribute, aşa cum este stabilit prin STAS 3 160—72.

1. Influenţa erorilor de măsură asupra caracteristicii operative

Calitatea de conformitate a unui lot, obiect al controlului statistic, se exprimă prin indicatorul p, care reprezintă fie proporţia de elemente defecte din lot (elemente fizice sau convenţionale), fie proporţia de defecte (numărul de defecte la suta de elemente), în cazul în care un element prezintă mai multe defecte de aceeaşi importanţă, de regulă independente. În continuare, se va face referire la p ca la probabilitatea existenţei unui defect, în sensul general al afirmaţiei precedente.

Performanţele asociate aparaturii de măsură şi factorului uman se exprimă prin probabilităţile de indicare corectă a absenţei defectului, respectiv de ignorare a prezenţei acestuia :

$$S_1 = P \text{ (considerat bun/bun)},$$
$$S_2 = P \text{ (considerat bun/defect)}. \qquad (1)$$

Valorile probabilităţilor $S_{1,2}$ se presupun cunoscute. În caz ideal, $S_1 = 1$, $S_2 = 0$. Valorile tipice sînt $S_1 = 0{,}99$ şi $S_2 = 0{,}05$. O modalitate de calcul a acestor probabilităţi a fost arătată în [1 şi 2].

Din definiţiile [1] rezultă probabilitatea totală p^* ca un element să fie considerat defect :

$$p^* = (1 - S_1)(1 - p) + (1 - S_2)p. \qquad (2)$$

În condiţiile unui sondaj bernoullian, condiţii necesare aplicării standardului 3 160—72, expresia (2) reprezintă probabilitatea ca un element oarecare al eşantionului să fie considerat defect [3].

* Dr. ing. *Lăzăroiu, D. F.* este profesor, iar ing. *Mihalache, A.* este asistent la Institutul politehnic — Bucureşti.

De exemplu, fie calitatea reală a lotului $p = 1\%$. Conform relației (2), probabilitatea ca un element al eșantionului să fie considerat defect este 1,94 %, practic de două ori mai mare decît probabilitatea ca elementul eșantionului să fie realmente defect. Se vede, de asemenea, că probabilitatea ca elementul să fie considerat bun, care este 98,06 %, este relativ mai apropiată de probabilitatea reală ca elementul să fie bun, care este 99 %.

Existența erorilor de măsură afectează caracteristica operativă a planului de control de recepție.

Se știe că o caracteristică operativă reprezintă probabilitatea de a accepta un lot, în funcție de calitatea acestuia. Deoarece în STAS 3 160—72 planurile dublu și multiplu au aceeași OC ca planul simplu corespunzător, se vor face referiri la caracteristica operativă a planului simplu. Aceasta are expresia :

$$P_a(p) = \sum_{k=0}^{A} C_n^k p^k (1-p)^{n-k}, \qquad (3)$$

unde n este volumul eșantionului, iar A — numărul de acceptare. Ținînd seama de erorile de măsură posibile, probabilitatea de acceptare a unui lot este probabilitatea ca eșantionul să conțină cel mult A elemente considerate defecte. Caracteristica operativă a planului devine :

$$P_a(p^*) = \sum_{k=0}^{A} C_n^k p^{*k} (1-p^*)^{n-k}. \qquad (4)$$

Înlocuind expresia (2) în (4), se obține caracteristica operativă reală a planului :

$$P_a^*(p) = \sum_{k=0}^{A} C_n^k [1 - S_1 + (S_1 - S_2)p]^k [S_1 - (S_1 - S_2)p]^{n-k}. \qquad (5)$$

Astfel, dacă se adoptă un plan de control de recepție, avînd caracteristica operativă teoretică dată de expresia (3), datorită erorilor de măsură caracteristica operativă reală va avea forma dată de (5).

Pentru a urmări măsura în care protecțiile producătorului și beneficiarului sînt afectate de modificarea caracteristicii operative, se consideră planul simplu de control de recepție, caracterizat de volumul eșantionului $n = 125$ și de numărul de acceptare $A = 3$. Conform STAS 3 160—72, acest plan corespunde literii de cod K și nivelului de calitate acceptabil $AQL = 1\%$.

Caracteristica operativă teoretică a planului, calculată cu ajutorul relației (3), pentru diferite nivele ale calității lotului, este dată în tabelul 1 și reprezentată în figura 1.

Tabelul 1

p (%)	0,66	1,09	1,40	2,03	2,94	4,09	5,35	6,20	8,04
$P_a(p)$	0,99	0,95	0,90	0,75	0,5	0,25	0,1	0,05	0,01

Protecția producătorului asociată de acest plan este $p_1 = 1{,}09\%$, iar protecția beneficiarului $p_2 = 5{,}35\%$. Caracteristica operativă descrisă corespunde cu realitatea, dacă se efectuează controlul fără eroare. Adoptînd acum,

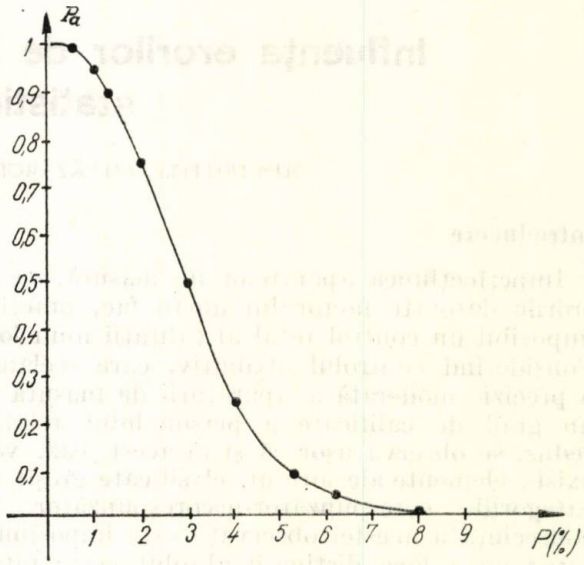


Fig. 1. Caracteristica operativă teoretică.

în vederea descrierii erorilor datorate aparaturii de măsură și factorului uman, valorile tipice $S_1 = 0{,}99$ și $S_2 = 0{,}05$, rezultă, conform relațiilor (2) și (4), caracteristica operativă reală, dată prin puncte în tabelul 2 și reprezentată în figura 2.

Tabelul 2

p^* (%)	0,66	1,09	1,40	2,03	2,94	4,09	5,35	6,20	8,04
$P_a(p^*)$	0,99	0,95	0,90	0,75	0,50	0,25	0,10	0,05	0,01
p (%)	0	0,09	0,42	1,09	2,06	3,2	4,6	5,5	7,4
		$p = \frac{p^* + S_1 - 1}{S_1 - S_2} = \frac{p^* - 1}{0{,}94}$							

Din caracteristica operativă reală, rezultă că același plan de control oferă, în realitate, o protecție a producătorului de 0,09 % și o protecție a beneficiarului de 4,6 %.

Comparînd cu valorile anterioare ale protecțiilor, se constată că, în timp ce protecția producătorului se reduce mult, protecția beneficiarului este mai bună. În ansamblu, caracteristica operativă este mai puțin abruptă ($\gamma = 4{,}5\%$ față de 4,26 % în absența erorilor).

Faptul că producătorul este mai dezavantajat decît beneficiarul de către erorile în aplicarea controlului, se explică prin aceea că, în condiţiile exemplului, ecartul relativ între probabilitatea ca elementul să fie considerat defect

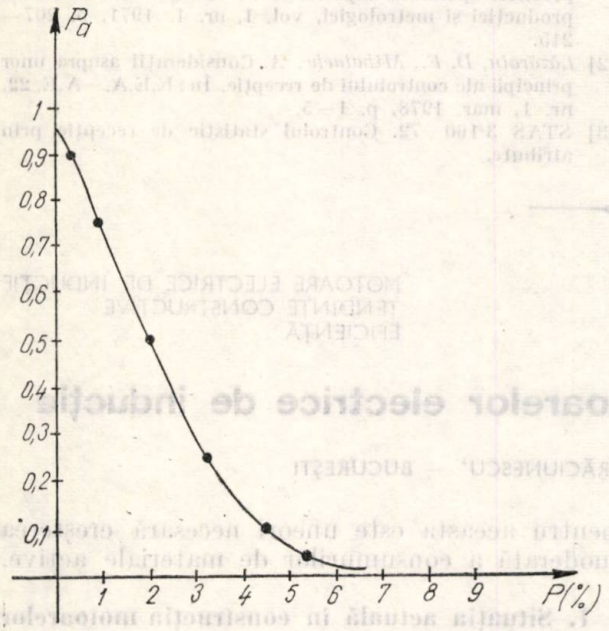


Fig. 2. Caracteristica operativă reală

şi probabilitatea ca elementul să fie defect este mai mare decît ecartul relativ între probabilităţile analoage asociate elementului bun.

Pentru a urmări, în general, modificarea protecţiilor oferite de planurile de control cuprinse în standard, se consideră un plan avînd acelaşi $AQL = 1\%$, dar litera de cod N, corespunzînd unui volum al eşantionului superior celui iniţial. Planul (K, 1) va constitui planul de referinţă.

Calculînd protecţiile cu ajutorul relaţiei (2), pentru $S_1 = 0{,}99$ şi $S_2 = 0{,}05$, rezultă :

$$p_1^* = 1{,}23\%; \quad p_1 = \frac{p_1^* + S_1 - 1}{S_1 - S_2} = 0{,}25\%;$$

$$p_2^* = 3{,}08\%; \quad p_2 = \frac{p_2^* + S_1 - 1}{S_1 - S_2} = 2{,}01\%.$$

Se observă o reducere a protecţiei producătorului, respectiv o creştere a protecţiei beneficiarului, aproximativ egale cu cele observate la planul anterior.

Considerînd o literă de cod anterioară lui K, de pildă H, rezultă pentru acelaşi $AQL = 1\%$:

$$p_1^* = 0{,}71\%; \quad p_1 = \frac{p_1^* + S_1 - 1}{S_1 - S_2} < 0;$$

$$p_2^* = 7{,}56\%; \quad p_2 = \frac{p_2^* + S_1 - 1}{S_1 - S_2} = 6{,}97\%.$$

Această situaţie este dezavantajoasă pentru producător (circa 25% din loturile bune fiind respinse în mod nejustificat) şi relativ dezavantajoasă pentru beneficiar, a cărui protecţie este mai slabă decît în cazul planului de referinţă.

În concluzie, modificarea nivelului de control nu este un instrument eficace în vederea corecţiei planului de control, ţinînd seama de erorile de măsură.

Caracteristicile operative ale planurilor ce corespund unui anumit nivel de calitate acceptabil (AQL) sînt afectate aproximativ în aceeaşi măsură de erorile de aplicare a controlului.

Practic, este de preferat să se lucreze cu o literă de cod superioară, pentru a nu mări excesiv riscul producătorului. Aceasta implică însă creşterea cheltuielilor de control.

Fie acum două planuri avînd aceeaşi literă de cod K şi două valori ale nivelului de calitate acceptabil, prima inferioară, cealaltă superioară nivelului de referinţă $AQL = 1\%$. Protecţiile teoretice şi reale sînt date în tabelul 3.

Tabelul 3

AQL (%)	$AQL = 0{,}4$	$AQL = 1$	$AQL = 6{,}5$
p (%)			
p_1^* (%)	0,28	1,09	7,40
p_1 (%)	< 0	0,09	6,80
p_2^* (%)	3,11	5,35	16,1
p_2 (%)	2,24	4,6	16

Din acest tabel rezultă că pentru valori mari ale AQL, modificările relative ale protecţiilor sînt mai mici decît pentru valori mici ale nivelului de calitate acceptabil.

Deci, planurile corespunzătoare unor AQL mari vor fi relativ mai puţin afectate de erorile comise în aplicarea controlului.

Pentru corecţia planului de control, se poate recurge la mărirea AQL. Considerînd planul de referinţă şi modificînd AQL de la 1% la 1,5%, rezultă :

$$p_1^* = 2{,}09; \quad p_1 = \frac{p_1^* + S_1 - 1}{S_1 - S_2} = 1{,}15\%;$$

$$p_2^* = 7{,}42; \quad p_2 = \frac{p_2^* + S_1 - 1}{S_1 - S_2} = 6{,}83\%.$$

În concluzie, protecţia producătorului se restabileşte fără cheltuieli suplimentare de control, prin mărirea lui AQL, dar aceasta afectează întrucîtva protecţia beneficiarului.

O corecţie pe deplin satisfăcătoare s-ar obţine, în acest caz, mărind atît valoarea lui AQL, cît şi nivelul de control.

2. Concluzii

În lucrare se studiază modul în care trebuie luate în consideraţie erorile asociate controlului de recepţie prin atribute. Se includ atît erorile datorate aparaturii de măsură, cît şi cele datorate factorului uman. Se arată felul în care este influenţată caracteristica operativă a planului de control de existenţa erorilor. Standardul 3 160—72 dă posibilitatea restabilirii protecţiilor teoretice ale producătorului şi beneficiarului, prin corecţii aplicate nivelului de calitate acceptabil AQL şi nivelului de control [2].

Bibliografie

[1] *Wiener, Ulrich.* O nouă metodă pentru determinarea preciziei optime a mijloacelor de control. În: Calitatea producţiei şi metrologiei, vol. 1, nr. 4, 1971, p. 207—215.

[2] *Lăzăroiu, D. F., Mihalache, A.* Consideraţii asupra unor principii ale controlului de recepţie. În: E.E.A.—A.E. 22, nr. 1, mar. 1978, p. 1—5.

[3] STAS 3 160—72. Controlul statistic de recepţie prin atribute.

CZ 621.313.3: 620.9

MOTOARE ELECTRICE DE INDUCŢIE
TENDINŢE CONSTRUCTIVE
EFICIENŢĂ

Tendinţe noi în construcţia motoarelor electrice de inducţie

CONSTANTIN RĂDUŢI, AURELIAN CRĂCIUNESCU* — BUCUREŞTI

Introducere

Izbucnirea în mod acut, în anii '73—'74, a aşa-zisei crize energetice sub forma crizei petrolului a impus reconsiderarea multor concepte în ceea ce priveşte eficienţa unor activităţi industriale, sociale şi chiar umane. De fapt, creşterea bruscă a preţului petrolului a însemnat o „criză" puternică pentru ţările capitaliste dezvoltate, obişnuite să cumpere petrolul la un preţ foarte scăzut în raport cu preţurile practicate pentru bunurile industrializate. În realitate, este vorba de a face faţă unui fenomen acut de piaţă, şi de a examina în perspectivă implicaţiile cererii tot mai mari de energie în raport cu resursele posibile. Din acest punct de vedere nu mai este permisă analizarea unei situaţii „pe termen scurt" sau în mod izolat, iar eficienţa unei activităţi de producţie industrială nu mai poate fi judecată numai după consumul propriu de energie, ci şi după energia pe care o vor consuma produsele fabricate într-o exploatare normală de cîţiva ani. Este cazul produselor din industria automobilelor, maşinilor-unelte, maşinilor electrice, bunurilor de larg consum electrice etc.

Motoarele electrice sintetizează cel mai bine cele arătate mai sus. La o viaţă normală de 10 ani, admisă de toţi specialiştii, taxele pentru consumul de energie electrică pot întrece de 20—30 ori valoarea produsului, cu tendinţa de creştere a acestui factor. De aici a rezultat cerinţa firească a reducerii consumului de energie în exploatare prin creşterea indicilor energetici (randament, factor de putere), chiar dacă pentru aceasta este uneori necesară creşterea moderată a consumurilor de materiale active.

1. Situaţia actuală în construcţia motoarelor electrice de inducţie

În ultimii 20 de ani toţi producătorii de maşini electrice s-au străduit să reducă la maximum consumul de materiale şi, deci, preţul de cost al maşinii. Această tendinţă a putut fi materializată prin creşterea gradului de solicitare a materialelor active (tablă electrotehnică, cupru, aluminiu) şi a fost limitată doar de posibilităţile de folosire a unor materiale electroizolante, capabile să-şi păstreze în timp proprietăţile la temperaturi ridicate. Descoperirea şi dezvoltarea fabricaţiei unor materiale electroizolante de clasă F şi H, capabile să reziste vreme îndelungată la temperaturi de 150—180°C au proliferat această tendinţă. În anii '50 şi '60 nu se punea în mod deosebit problema costurilor de exploatare, energia fiind ieftină, astfel încît se evita sublinierea faptului că o consecinţă negativă a sporirii gradului de utilizare a materialelor active este înrăutăţirea indicilor energetici ai maşinii, care corespundeau unor norme şi standarde elaborate, în principal, de producătorii de maşini electrice.

În [1] a fost arătat că „este o chestiune de onestitate pentru constructorii de maşini electrice să arate deschis că micşorarea exagerată a dimensiunilor motoarelor electrice, la puteri şi turaţii date, se reflectă nedorit în înrăutăţirea parametrilor energetici (randament, factor de putere) ai motoarelor". Dar cum, în general, motoarele electrice ajung la utilizatorii direcţi prin intermediari industriali sau comerciali, a avut prioritate problema preţului acestora, deci a consumului redus de materiale.

* Dr. ing. *Răduţi, C.* şi dr. ing. *Crăciunescu, A.* sînt conferenţiari la catedra de maşini electrice a Facultăţii de electotehnică, Institutul politehnic — Bucureşti.

În prezent, la noi în țară motoarele asincrone trifazate de uz general de la 0,06 la 132 kW se produc, în ceea ce privește indicii energetici, în conformitate cu STAS 1746—70 care se situează la un nivel competitiv pe plan internațional. Același lucru se poate spune și despre indicele consumului de materiale (kg/kW). În figurile 1, 2 și 3 sînt redate realizările

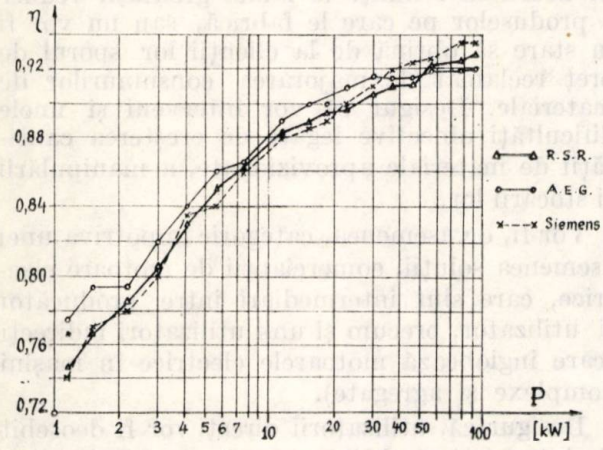


Fig. 1. Randamentul motoarelor asincrone tetrapolare, pînă la 100 kW.

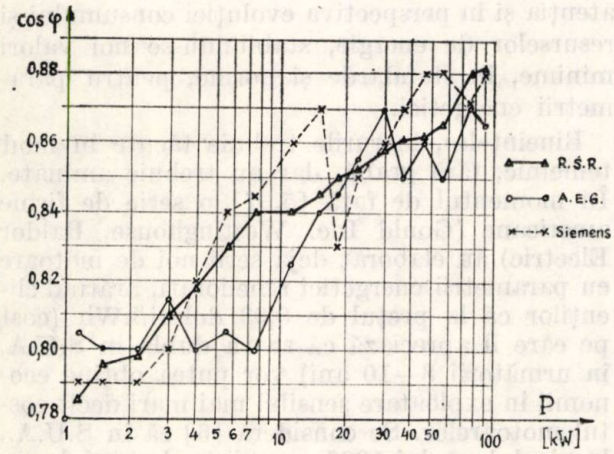


Fig. 2. Factorul de putere al motoarelor asincrone trifazate cu 4 poli, pînă la 100 kW.

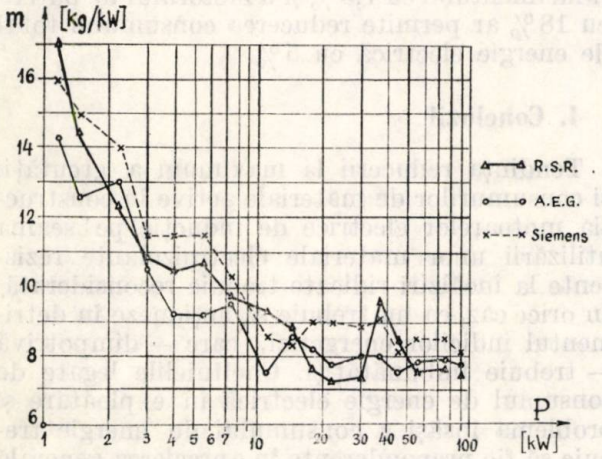


Fig. 3. Consumurile specifice ale motoarelor asincrone tetrapolare, pînă la 100 kW.

efective ale fabricilor din țara noastră pentru motoare cu 4 poli pînă la 100 kW, în raport cu ale unor firme străine de reputație (conform datelor de catalog).

Din acest punct de vedere lucrurile sînt în ordine. Totuși o analiză mai atentă, luînd în considerație costurile de exploatare, dezvăluie importante rezerve de eficiență economică, în special la motoarele de puteri reduse și mai accentuat la cele cu 6 și 8 poli.

2. Evaluarea eficienței globale a motoarelor electrice asincrone, ținînd seama de indicatorii energetici

Este un fapt cunoscut că motoarele asincrone trifazate ocupă, astăzi, și la noi în țară și pe plan mondial, primul loc în rîndul consumatorilor de energie electrică. Dintre acestea, motoarele cu puteri cuprinse în gama 0,75—3 kW se produc numeric în cantitatea cea mai mare, iar motoarele din gama 4—15 kW consumă cea mai mare cantitate de energie electrică. În figura 4 este arătată această repartiție, cu valabilitate generală pe plan mondial, în gama de pînă la 100 kW.

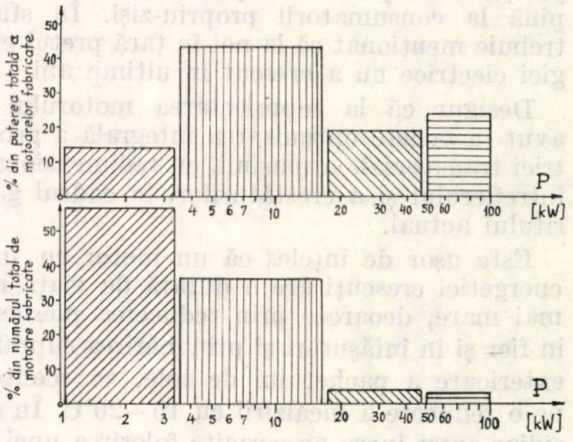


Fig. 4. Ponderea, pe grupe de puteri, a motoarelor asincrone în gama 1—100 kW.

Luînd în considerație motorul mediu de 5,5 kW la 10 000 rot/min care se execută la întreprinderea Electromotor—Timișoara cu indicii energetici:

— randamentul: $\eta = 0{,}83$,

— factorul de putere: $\cos\varphi = 0{,}77$,

și care cîntărește 74 kg, la un preț de vînzare de 3 020 lei, se va analiza eficiența economică a unor creșteri — perfect posibile — a randamentului cu 7,2 % și a factorului de putere cu 14,2 %.

Motorul reproiectat conform celor de mai sus va putea avea un randament de 0,89 și un factor de putere de 0,88, în condițiile în care, după calculele noastre, consumul de tablă electrotehnică a crescut cu 22 %, masa cuprului înfășurării statorice cu 16 %, iar cea a aluminiului

din colivia rotorică cu 12%. Aceste sporiri vor conduce la creşterea preţului de cost al motorului în medie cu 16%, pondere care se poate afecta şi preţului de vînzare, care poate deveni 3 500 lei.

În timp de 10 ani, la 5 000 de ore funcţionare anual (puţin peste 2 schimburi), motorul de 5,5 kW reproiectat va permite realizarea unei economii de circa 22 500 kWh sau de circa 6 750 lei. Înseamnă că întregul motor se recuperează în timp de 5 ani, în baza reducerii consumului de energie în exploatare, iar costul suplimentar al noului motor în numai 0,6 ani. În calculele de mai sus s-a ţinut seama numai de îmbunătăţirea randamentului, considerînd că utilizatorii îşi iau măsuri pentru compensarea factorului de putere, prin prevederea unor baterii de condensatoare. La economiile calculate ar trebui ţinut seama de cota parte din cheltuielile de investiţii pentru aceste baterii de condensatoare. Mai trebuie luat în consideraţie şi faptul că, în general, nu se realizează compensarea factorului de putere la bornele fiecărui motor, ci pe grupe de consumatori, în staţii şi puncte de alimentare, fapt care prilejuieşte încă pierderi suplimentare de energie pînă la consumatorii propriu-zişi. În sfîrşit, trebuie menţionat că la noi în ţară preţul energiei electrice nu a crescut în ultimii ani.

Desigur că la reproiectarea motorului s-a avut în vedere optimizarea integrală a geometriei transversale a maşinii, cu redimensionarea întrefierului şi a crestăturilor, în cadrul gabaritului actual.

Este uşor de înţeles că un motor cu indici energetici crescuţi are o durată de viaţă mult mai mare, deoarece prin reducerea pierderilor în fier şi în înfăşurări şi prin mărirea suprafeţei exterioare a pachetului de tole, se scontează pe o reducere a încălzirii cu 15—20°C. În subsidiar acest lucru ar permite folosirea unei izolaţii mai ieftine, fapt care nu s-a luat în consideraţie în calculele economice de mai sus. De asemenea, este clar că aceste motoare sînt mai puţin sensibile la variaţiile de tensiune ale reţelei de alimentare şi pot asigura pornirea unor mecanisme cu factor de inerţie mai mare.

La scara economiei naţionale, media de producţie a anilor '80, pentru motoare asincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit, cu puteri între 0,37—15 kW va fi, potrivit ritmurilor prevăzute în documentele de partid, de circa 8÷9 000 MW, adică, avînd în vedere şi exportul, se vor găsi anual în exploatare motoare asincrone trifazate din această gamă însumînd 40÷50 000 MW. La această putere consumată s-ar putea face, prin îmbunătăţirea indicilor energetici, economii de energie echivalente cu aproximativ 5 milioane kWh anual.

3. Comentarii

Deşi clară sub aspectul eficienţei economice globale, incluzînd şi exploatarea, este cert că fabricarea motoarelor cu indici energetici îmbunătăţiţi va comporta serioase discuţii.

O primă opoziţie va veni din partea unor constructori de maşini electrice care nu vor fi de acord să renunţe la lauda greutăţii reduse a produselor pe care le fabrică, sau nu vor fi în stare să obţină de la clienţii lor sporul de preţ reclamat de majorarea consumurilor de materiale. Desigur că vor interveni şi unele dificultăţi obiective legate de creşterea cantităţii de materiale aprovizionate, a manipulării şi stocării lor.

Vor fi, de asemenea, categoric împotriva unei asemenea soluţii, comercianţii de motoare electrice, care sînt intermediari între producător şi utilizator, precum şi unii utilizatori indirecţi (care înglobează motoarele electrice în maşini complexe şi agregate).

Desigur că, utilizatorii direcţi vor fi deosebit de interesaţi să obţină asemenea motoare. Credem că problema trebuie analizată cu toată atenţia şi în perspectiva evoluţiei consumului şi resurselor de energie, stabilindu-se noi valori minime, în standarde şi norme, pentru parametrii energetici.

Bineînţeles, lucrurile trebuie făcute în mod temeinic, fără grabă, dar nu trebuie amînate. În momentul de faţă [5, 7] o serie de firme americane (Gould Inc. Westinghouse, Baldor Electric) au elaborat deja serii noi de motoare cu parametrii energetici ameliorați, arătînd clienţilor că la preţul de 0,03 dolari/kWh (cost pe care îl apreciază că se va dubla în S.U.A. în următorii 8—10 ani) vor putea obţine economii în exploatare sensibil mai mari decît costul motoarelor. Se consideră [6] că în S.U.A., la nivelul anului 1990, numai în domeniul motoarelor monofazate de uz casnic, o creştere a randamentului cu 7,5% şi a factorului de putere cu 18% ar permite reducerea consumului total de energie electrică cu 5%.

4. Concluzii

Tendinţa reducerii la maximum a greutăţii şi consumurilor de materiale active în construcţia motoarelor electrice de inducţie pe seama utilizării unor materiale electroizolante rezistente la încălziri ridicate trebuie reconsiderată. În orice caz, ea nu trebuie să acţioneze în detrimentul indicilor energetici, care — dimpotrivă — trebuie îmbunătăţiţi. Cheltuielile legate de consumul de energie electrică în exploatare şi problema însăşi a consumului de energie trebuie să fie preponderente în aprecierea generală a calităţii unui motor electric.

Bibliografie

[1] *Răduţi, C.* Asupra motorului C.E.I. În : Electrotehnica, Electronica şi Automatica, **26**, nr. 4, mai 1978, p. 1—5.
[2] *Voskresenski, A. P.* ş.a. Seria unitară de motoare asincrone de joasă tensiune 4A. În : Electrotehnica, URSS, No. 7, iulie 1972, p. 36—39.
[3] * * * After 13 years of hot windings efficient electric motors return. Product Engineering USA, 1977, **48**, No. 5, p. 43—46.
[4] * * * Nouveaux moteurs électriques à rendement élevé pour économiser l'énergie. În : Intertechnic, dec, 1976, p. 542—543.
[5] * * * US manufacturer puts more metal in motors for higher efficiency. În : Elec. Rev., Anglia, 1976, 199, No. 19.
[6] *Boulden, Larry, L.* Growing controversy over high-efficiency motors. Automation, USA, 1976, **23**, No. 12, p. 38—41.
[7] *Lindhorst, Paul, K.* Improve motor efficiency and power factor to save energy and extend operating lifetime. În : Insul. Circuits, 1977, **23**, No. 4, p. 47—49.

CZ 621.8; 621.313

MOTOARE DE C.C.
ACŢIONAREA MAŞINILOR-UNELTE
SOLUŢII DE PERSPECTIVĂ

Realizări şi perspective în domeniul motoarelor de acţionare a avansului la maşinile-unelte cu comandă numerică*

CONSTANTIN APETREI, SIGISMUND ŞLAIHER** — BUCUREŞTI

1. Consideraţii generale cu caracter tehnic

Procesul intens de industrializare, caracteristic pentru lumea contemporană, necesită în primul rînd, realizarea unei înalte baze tehnologice, în cadrul căreia un loc de importanţă majoră îl ocupă procedeele şi procesele tehnologice de prelucrare. Se acordă o atenţie deosebită realizării de maşini-unelte de înaltă productivitate şi complexitate.

Funcţionarea maşinilor-unelte se datorează unui proces, astăzi generalizat, de transformare a energiei de o anumită natură, electrică sau hidraulică, în energie mecanică. Această transformare are loc prin intermediul unor instalaţii adecvate, cuprinzînd elementele de comandă, reglare şi execuţie, care după natura suportului energetic sînt cunoscute ca *acţionări electrice* şi respectiv *acţionări hidraulice*. După cum elementul acţionat al maşinilor-unelte îl constituie arborele principal al acesteia sau deplasarea pe axele de coordonate, sistemele de acţionare diferă şi ele, şi sînt clasificate ca aparţinînd *acţionării principale* a maşinii şi respectiv *acţionării de avans*.

În acest articol se va analiza numai acţionarea electrică a avansului. Perfecţionarea continuă a construcţiei maşinilor-unelte, creşterea nivelului de automatizare şi fiabilitate a întregului sistem : echipament de comandă-maşina-unealtă, necesită o tot mai largă utilizare a acţionărilor electrice cu reglare continuă. Echipamentele de comandă pe bază de microprocesoare şi scheme de memorare cu un înalt grad de integrare, împreună cu elementele de electronică sigure în funcţionare şi cu acţionările electrice moderne fac să crească, în mare măsură, nivelul tehnic al maşinilor-unelte. Importantă este, totodată, îmbunătăţirea în continuare a acţionărilor electrice a căror direcţie de dezvoltare duce în mod treptat la unificarea subansamblelor electromecanice cu mecanismele maşinilor-unelte.

Direcţia principală de dezvoltare a acţionărilor maşinilor-unelte corespunde următoarelor cerinţe ale acestei industrii :

— creşterea productivităţii maşinilor-unelte prin reducerea atît a timpului de bază, cît şi a celui auxiliar ;

— creşterea gradului de automatizare prin îmbunătăţirea reglării avansului şi mişcării principale ;

— creşterea preciziei de prelucrare prin reducerea amplitudinilor oscilaţiilor determinate de acţionare ;

— simplificarea subansamblelor mecanice prin reducerea treptelor de transmisie ;

— creşterea siguranţei în funcţionare prin reducerea numărului de piese care se uzează şi îmbunătăţirea adaptării la condiţiile specifice de lucru ale maşinii ;

— reducerea volumului şi masei motoarelor prin îmbunătăţirea utilizării materialului şi folosirea de noi materiale ;

— îmbunătăţirea condiţiilor de lucru prin reducerea nivelului de zgomot şi vibraţii.

Acestea se realizează în principal prin :

— utilizarea elementelor moderne de electronică ;

— îmbunătăţirea corespondenţei caracteristicilor motoarelor cu necesităţile tehnologice ;

— reducerea volumului ;

— creşterea volumului funcţional ;

— creşterea siguranţei în funcţionare.

* Comunicare la simpozionul organizat de CNST în cadrul „Săptămînii ştiinţei şi tehnicii româneşti.

** Prof. dr. ing. *Apetrei, C.* este dir. şt. adj. la ICPE — Bucureşti, iar ing. *Şlaiher, S.* — cercetător şt., şeful Laboratorului de maşini electrice speciale din ICPE.

În prezent dezideratele respective se obţin prin utilizarea acţionării electrice de avans cu motoare de c.c. şi în mai mică măsură cu motoare pas cu pas, iar paralel cu această dezvoltare se preconizează un progres al lucrărilor pe bază de cercetare ştiinţifică în domeniul acţionărilor trifazate cu reglare continuă. Astfel de acţionări corespund condiţiilor industriei construcţiilor de maşini-unelte în aceeaşi măsură ca acţionările de curent continuu. De aceea, se impune ca prin lucrări intense de cercetare ştiinţifică şi accelerarea dezvoltării elementelor electronice necesare, soluţiile tehnice adoptate să prezinte şi avantaje economice.

În cele ce urmează se vor prezenta diversele soluţii pentru acţionarea avansului la maşinile-unelte.

2. Acţionarea electrică de avans cu motoare de c.c.

În domeniul reglării vitezei avansului maşinilor-unelte (manual sau automat) atît din punct de vedere al limitelor, cît şi din cel al economicităţii reglării, motoarele de curent continuu prezintă avantaje nete, comparativ cu motoarele de curent alternativ. În cazul instalaţiilor de tipul celor folosite la avansul maşinilor-unelte este tipică reglarea vitezei la cuplul constant.

Modul de alcătuire şi principiul de funcţionare ale unui sistem de acţionare reglabilă cu motor de c.c. sînt prezentate în schema de bloc din figura 1.

Acţionarea reversibilă a turaţiei la cuplul constant (M = const) al avansului, cu frînare recuperativă, se realizează cu motorul de c.c. *1*, alimentat la un transformator monofazat cu punct median *2*, prin intermediul unui convertizor cu tiristoare, bialternant *3*, cu curent de circulaţie limitat de reactanţele *4* şi *5*.

La comanda de poziţionare sau de prelucrare liniară, valoarea impusă a poziţiei, reprezentată sub forma numerică, este transformată într-o tensiune continuă de către convertorul numeric-analogic *6*, parte componentă a ECN. În circuitele analogice ale blocului de comandă şi reglare BCR se comandă în cascada regulatorului de turaţie *7*, regulatorul de curent *8*, şi dispozitivul de comandă pe grilă *9*. Reacţia buclei de turaţie este dată de tahogeneratorul *10*, iar cea a buclei de curent, de către traductorul *11*. Potrivit semnalului de c.c. de la ieşirea convertorului numeric-analogic, impulsurile de pe grila tiristoarelor sînt decalate faţă de tensiunea de alimentare în aşa fel, încît redresorul reversibil *3* poate alimenta motorul de c.c. *1* fie cu o tensiune directă (regim staţionar sau accelerare), fie cu o tensiune inversă, corespunzătoare sensului de rotaţie a motorului (regim de frînare). Astfel, valoarea impusă a turaţiei, stabilită sub formă numerică, impune acţionării regimului dinamic, în condiţii de limitare a parametrilor reglaţi, şi regimul staţionar corespunzător avansului programat. De asemenea, la oprire, cu puţin înainte de poziţia finală, valoarea impusă a turaţiei scade sub valoarea avansului programat, se prescrie turaţia nulă, iar acţionarea se opreşte.

La comanda de conturare, valoarea impusă a poziţiei se modifică în mod continuu. Pentru a obţine contururi precise în condiţiile în care valorile impuse ale poziţiei variază rapid, circuitul de reglare a turaţiei trebuie să răspundă foarte prompt şi într-un domeniu de reglare foarte larg.

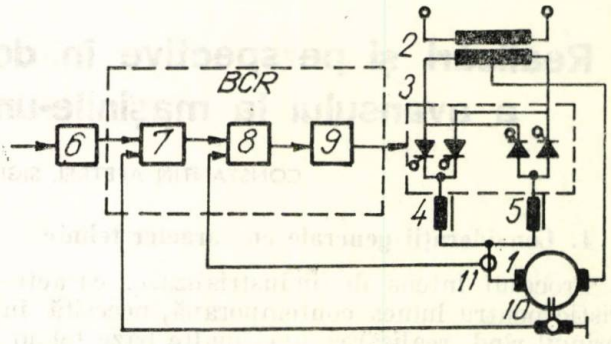


Fig. 1

Elementele componente ale sistemului de acţionare, mai puţin servomotorul şi tahogeneratorul constituie variatorul de turaţie.

Acţionările moderne cu variator cu tiristoare trebuie să permită realizarea cuplului maxim necesar şi a unor timpi de răspuns foarte scurţi la un salt al valorii impuse sau intervenţia mărimilor perturbatoare. În acest scop se realizează variatoare trifazate cu convertizor bidirecţional cu curent de circulaţie şi cu regulatoarele de turaţie şi de curent în paralel, ceea ce elimină întîrzierile inerente reglării în cascadă.

3. Motoare de curent continuu pentru acţionarea mecanismelor de avans la maşinile-unelte cu comandă numerică

Probleme specifice

La sistemele de acţionare cu motor de curent continuu, comandat prin redresor cu tiristoare a mecanismelor de avans ale maşinilor-unelte, cu comandă numerică, s-a extins în ultima vreme, utilizarea motoarelor cu excitaţie separată.

Funcţionarea în condiţiile specifice a acestor sisteme de acţionare, utilizînd ca sursă de alimentare redresoarele comandate cu tiristoare, necesită luarea în consideraţie a unor fenomene care diferă de cele de la alimentarea în curent continuu pur şi a unor solicitări suplimentare, astfel:

— procesele dinamice conduc la pierderi mărite faţă de regimul de funcţionare staţionar şi,

în același timp, la o încălzire mai mare. Alegerea unui motor în funcție de punctul de funcționare de regim, fără a lua în considerație încălzirea suplimentară datorită regimului dinamic, va conduce la supraîncălzirea acestuia;

— la pornire trebuie ținut seama de cuplul de accelerare suficient de mare, din două motive: pericolul de gripare la o turație sub cea de regim prevăzută și pericolul unui timp prea mare de pornire;

— în nici un moment nu trebuie cerut după realizarea pornirii, un cuplu atît de mare de la motorul electric încît să se depășească capacitatea de supraîncălzire prescrisă;

— cuplul la arbore fiind proporțional cu curentul prin indusul motorului, iar curentul redresat introducînd în motor pierderi suplimentare, dependente de sistemul de filtraj folosit, rezultă că același motor poate asigura o altă valoare a cuplului în regim de durată, în funcție de alimentare. În consecință cuplul efectiv garantat la arborele motorului, trebuie redus cu un factor care depinde de factorul de formă al curentului redresat;

— forma curentului redresat, precum și regimurile dinamice dure, conduc la înrăutățirea comutației. În acest sens se iau măsuri constructive speciale și se introduc restricții funcționale.

Realizări în domeniul motoarelor de curent continuu pentru acționarea avansului la mașinile-unelte

Pornind de la analiza prezentată referitoare la condițiile și regimurile speciale de utilizare și alimentare a acestor motoare, la care regimul de funcționare dinamic prezintă o deosebită importanță, fiind necesară, în special, o viteză mare de răspuns, rezultă că astfel constructorii se află în situația de a rezolva prin soluțiile adoptate numeroase probleme. Printre cele mai importante sînt:

— solicitările termice și mecanice avantajoase;

— realizarea unei comutații corespunzătoare;

— realizarea unui moment de inerție cît mai redus;

— realizarea unui cuplu maxim, în gabarit minim.

În legătură cu solicitările termice s-a extins mult procedeul de ventilație forțată a motoarelor, ceea ce permite o mărire a încărcării de regim pînă la de două ori. Desigur că, asupra parametrilor impulsionali, datorită vitezei mari a proceselor de încălzire, ventilația forțată nu are o influență semnificativă.

Pentru realizarea unei comutații avantajoase se utilizează înfășurări de compensare și se impun interdicții la valorile cuplului și turației care pot coexista la un moment dat.

Pentru realizarea unui moment de inerție cît mai redus s-au dezvoltat două variante constructive: cu rotor cilindric de diametru mic și lungime relativ mare, sau cu rotor disc, ușor, fără jug feromagnetic.

Realizarea unui cuplu maxim în gabarit minim este legată în special de modul de obținere a fluxului magnetic inductor. S-au obținut rezultate spectaculoase cu magneți permanenți din materiale speciale (pămînturi rare).

Motoare cu excitație electromagnetică

Realizarea fluxului magnetic inductor, cu ajutorul electromagneților, prezintă avantajul posibilității de introducere în înfășurările de compensare, deci de a beneficia de comutație bună, chiar la turații relativ mari. Datorită gabaritului mare al electromagneților, însă, rezultă un diametru relativ mare, deci, momentul de inerție este relativ ridicat. Aceste motoare realizate în varianta cu rotor cilindric cu jug feromagnetic, prezintă avantaje și la capacitatea de încărcare.

Se pot cita realizările firmei SERVOMAC, care produce servomotoare, în gama de cuplu de 27—108 Nm și turația de regim, pînă la 4 050 rot/min. De asemenea, *motorul de curent continuu tip 1GS 2, Siemens*, cu puteri nominale pînă la 7,5 kW, are diametrul rotorului foarte mic, în raport cu lungimea, pentru a realiza un moment de inerție mic și, totodată posedă o înfășurare de compensație pentru reducerea reacției și obținerea unei constante de timp redusă a rotorului. Jugul lamelat permite realizarea unei viteze corespunzătoare de variație a fluxului și a curentului de sarcină. Proprietățile dinamice ale acestor motoare sînt foarte bune, astfel:

— timpul de accelerare este de 10 ms pentru variația turației de la 0 la 1 000 rot/min, cînd $GD^2_{ext} = 1/2\ GD^2$ motor;

— timpul de primă stabilire la un salt al turației de 100 rot/min este de 5 ms;

— viteza de creștere a curentului, pînă la 2 000 I_n/s.

Domeniul turației este de 1 : 10 000 (0,6... ...6 000 rot/min); turația maximă de 6 000 rot/min; gradul de neuniformitate la 2 rot/min este de circa 10%.

Motorul Minerția se execută de către firma BROWN — BOVERI după licența Iaskawa Electric Mfg. Co. Ltd. Tokio. Rotorul motorului, datorită formei sale alungite, prezintă un moment de inerție redus, iar datorită construcției sale fără crestături, are o constantă de timp foarte mică. Înfășurarea rotorului este aplicată direct pe un miez din tablă silicioasă, fixată cu un bandaj de sticlă și impregnată în vid cu rășină epoxidică pentru rigidizare. Constanta de timp a indusului este de 0,2...0,4 ms, în funcție de dimensiunea rotorului; datorită acesteia se pot realiza viteze de creștere a curentului foarte mari.

Constanta de timp mecanică, corespunzătoare pornirii motorului, la turația maximă de 3 000 rot/min, dependentă de momentul de

inerţie al indusului şi de cuplul maxim de accelerare, revine pentru toate motoarele la circa 4—5 ms. Astfel, motorul propriu-zis poate fi accelerat la 3 000 rot/min în aproximativ 10 ms, dacă este alimentat cu curentul de accelerare necesar ($10.I_n$).

Tipodimensiunile motoarelor Minerația au cuplul nominal de la 3—200 kgfcm şi pot dezvolta, timp de 1 s, un cuplu de 10 M_n. Turaţia maximă de lucru este de 3 000 rot/min, domeniul turaţiei stabile de lucru poate varia în raport de 1 : 6 000 din turaţia maximă, dacă se foloseşte un redresor comandabil de calitate corespunzătoare.

Motoare cu excitaţie prin magneţi permanenţi

Se realizează în varianta : cu rotor cilindric şi jug feromagnetic, şi în varianta cu rotor disc şi fără jug feromagnetic.

Excitaţia prin magneţi permanenţi asigură un gabarit redus al polilor inductori. Caracteristica liniară a cuplului face posibilă obţinerea unor valori impulsionale relativ mari, limitate de valoarea maximă a curentului, care, datorită reacţiei indusului, produce demagnetizarea parţială a magneţilor, conducînd la scăderea performanţelor motorului. Pentru înlăturarea acestui fenomen se iau măsuri constructive de amplasare a magneţilor în zone ale circuitului magnetic mai puţin influenţate de liniile cîmpului de reacţie transversală, spre exemplu, sau se folosesc materiale magnetice speciale cu cîmp coercitiv de valori importante mai puţin sensibile la efectul de demagnetizare.

La motoarele în variantă cilindrică cu jug rotoric feromagnetic inerţia redusă se obţine pe seama diametrului rotoric relativ mic. Problema de comutaţie există, fapt ce face să se realizeze, pentru turaţii relativ reduse, impunîndu-li-se restricţii funcţionale. Datorită formei alungite şi compactităţii se utilizează uneori chiar fără lanţ cinematic intermediar la elementul conducător al mişcării de avans.

Pentru exemplificare se pot menţiona realizările firmelor INLAND (2,8—130 Nm la turaţii de la 4 000 rot/min, pentru cuplurile mici şi pînă la 800 rot/min, pentru cuplurile mari) şi PORTER (7,3—84 Nm la turaţii pînă la maximum 3 000 rot/min).

La motoarele cu rotor disc fără jug feromagnetic inerţia redusă se obţine pe seama masei mici a rotorului plat, care cuprinde numai conductoarele şi suportul lor izolant. Construcţia se pretează la un număr relativ mare de poli inductori. Motoarele sînt caracterizate prin forma plată (fig. 2).

Lipsa fierului rotoric conduce la diminuarea esenţială a reacţiei transversale şi la îmbunătăţirea condiţiilor de comutaţie putînd fi utilizate cu succes şi la valori mai mari ale turaţiei. Caracteristicile mecanice sînt riguros liniare. De asemenea se caracterizează printr-o deosebită simplitate constructivă.

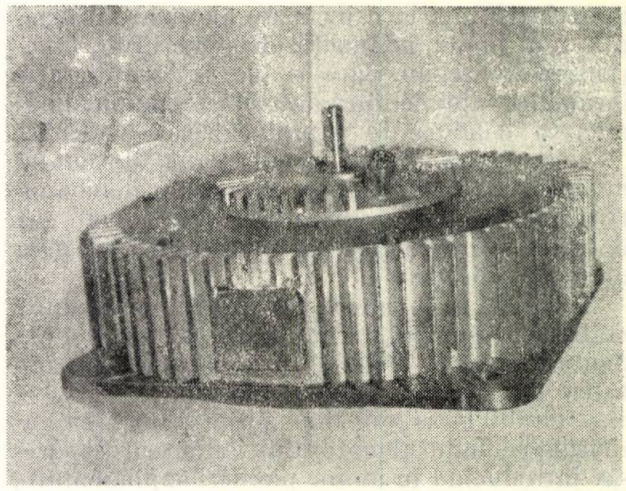


Fig. 2

Se pot menţiona motoarele de acest tip realizate de firma AXEM (0,96—28,5 Nm, la 3 000 rot/min) şi cele realizate în ţara noastră, în cadrul ICPE (0,57 — 35 Nm, la 3 000 rot/min).

4. Realizări româneşti în domeniul motoarelor de curent continuu pentru acţionarea avansului la maşinile-unelte cu comandă numerică

În ţara noastră, în cadrul Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică, s-a realizat o serie de motoare pentru avansuri, de tip cu întrefier axial şi rotor disc, în două variante constructive : cu şi fără compensarea efectului demagnetizant al reacţiei indusului asupra magneţilor inductori din ALNICO.

Soluţiile constructive specifice ale acestor motoare, comparativ cu cele clasice, constau în : separarea înfăşurării rotorice de miezul de fier, inclusiv a crestăturilor; folosirea de conductoare neizolate de formă lamelară, consolidate prin lipire pe suport izolant şi adoptarea unei construcţii cu indusul în formă de disc-plan şi cu întrefierul axial.

Avantaje mai importante :

— simplitate constructivă, cuprinzînd un număr limitat de piese, a căror execuţie şi montaj se pot automatiza în limite largi;

— putere specifică (raportată la greutate) relativ mare, datorită utilizării raţionale a materialelor magnetice şi electrice;

— gamă mare de turaţii, datorită excelentei comutaţii, chiar la suprasarcini şi viteze relativ mari;

— caracteristici mecanice riguros liniare;

— constante de timp electromecanice reduse şi electromagnetice practic nule.

Aceste motoare au, în principal, următoarele elemente constructive (fig. 3):

a. Sistemul inductor cu magneți permanenți ALNICO lipiți pe scuturile laterale din oțel.

b. Rotorul-disc (fig. 4), plasat în întrefierul delimitat de magneți, sau de magneți și un jug

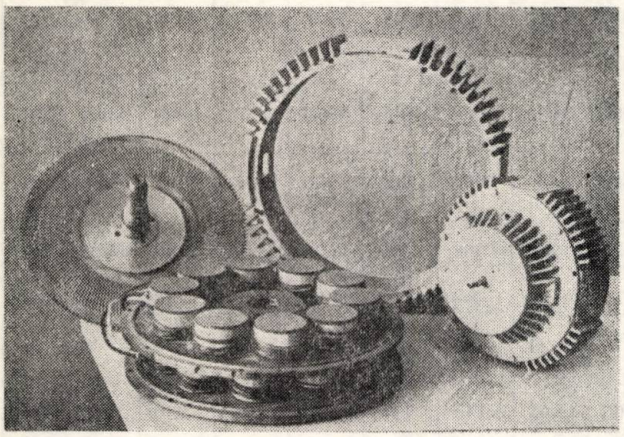


Fig. 3

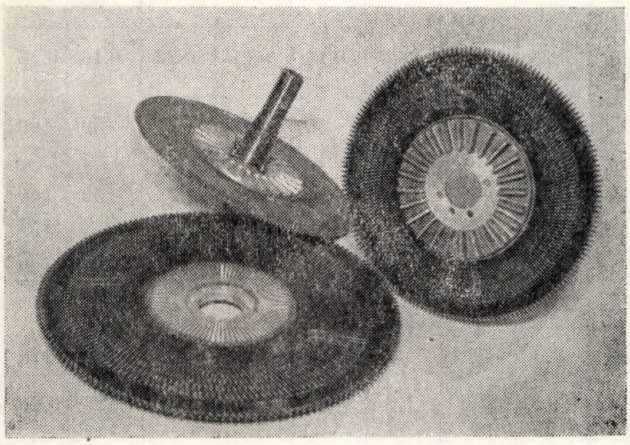


Fig. 4

de închidere a fluxului la construcția asimetrică. Circuitul rotoric indus este format dintr-un bobinaj închis, ondulat, buclat sau mixt cu conductoare lamelare ștanțate dispuse de o parte și de alta a unei folii izolante în formă de disc. Spirele se realizează prin conectarea capetelor conductoarelor de pe cele două fețe. Rotorul poate cuprinde mai multe discuri elementare ca acesta, izolate între ele și conectate în paralel sau în serie.

c. Sistemul de perii, alcătuit din perii, tecile în care culisează acestea și flanșa port-perii (sau direct scutul) care le susține.

Contribuția cercetătorilor de la Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică în domeniul mașinilor electrice cu întrefier axial, se referă atît la soluțiile teoretice, legate de obținerea înfășurărilor de curent continuu sub formă de conductoare lamelare ștanțate și de calculul sistemului electromagnetic al mașinii, cît și la tehnologia de realizare a rotoarelor-disc, care, în comparație cu cele realizate în străinătate prezintă avantajul important al unui colector distinct ștanțat simultan cu conductoarele lamelare și, care, are drept urmare o mărire a duratei de viață și siguranță în funcționare a mașinii.

Activitatea în acest domeniu s-a concretizat în realizarea prin concepție proprie, brevetată în țară și străinătate, a unor prototipuri omologate și asimilate în fabricație.

Parametrii servomotoarelor cu întrefier axial, realizate la ICPE, sînt prezentați în tabelul 1 (varianta SNUTI este prevăzută cu sistem de diminuare a efectului demagnetizant al reacției indusului).

5. Acționarea electrică de avans cu motor pas cu pas

Motoarele pas cu pas sînt comandate prin impulsuri și funcționează în sisteme de lucru în circuit deschis. La fiecare impuls axul de acționare a motorului se rotește cu o mărime, unghiulară, constantă, corespunzătoare unui anumit pas unghiular. Prin intermediul unui șurub cu bile, care transformă mișcarea de rotație în una rectilinie, pasului unitar de rotație îi corespunde o anumită deplasare (increment) a organului de mașină. În acest fel motorul pas cu pas apare ca un sumator de increment și lucrează asemănător unui convertor numeric-analogic. Viteza de rotație a motorului este proporțională cu numărul de impulsuri deci cu frecvența acestora. De exemplu, dacă unui increment de 0,01 mm îi corespunde un pas pentru a realiza o viteză de 6 m/min sînt necesare 10 000 impulsuri/s.

La comenzile numerice de poziționare și de prelucrare liniară, impulsurile sînt furnizate de un generator de impulsuri, a cărui frecvență se prestabilește corespunzător vitezei de avans dorite.

La comenzile de conturare, impulsurile care sosesc din interpolator sînt repartizate motoarelor pas cu pas, corespunzătoare celor două sau trei axe de coordonate comandate ale mașinii-unelte.

Motorul electric pas cu pas constă dintr-un rotor dințat la periferie, fără bobinaj, și un stator cu același număr de dinți, bobinat în așa fel, încît dinții să formeze poli alternanți. Poziția de echilibru stabil a rotorului este cea corespunzătoare reductanței de valoare minimă, adică poziția în care dinții statorului și ai rotorului sînt față în față.

Dificultatea în funcționarea motorului electric pas cu pas constă în aceea că el nu poate să furnizeze un cuplu suficient mașinii-unelte la frecvențe foarte mari, și deci nu poate efectua mișcări rapide. Cuplul motorului scade cu creșterea turației, iar frecvențele de pornire și de oprire, ca și frecvența maximă posibilă, sînt

Tabelul 1

Nr. crt.	Caracteristica	Simbol	UM	SMU 180	SMU 370	SMU 750	SMU 1200	SMU 1500	SMU 2500	SMU 5500	SMUTI ES 1500	SMUTI ES 2500	SMUTI ES 5500	SMUTI ES 11000
1	Cuplul nominal	Mn	Ncm	57,5	118	238	382	477	795	1749	477	795	1749	3500
2	Cuplul impulsional maxim ±3% Valoarea de vîrf	M_{imp}	Ncm	340	340	1413	1413	2820	2820	7350	4388	4388	12700	25414
3	Turația nominală	n_n	rot/min	3000	3000	3000	3000	3000	3000	3000	3000	3000	3000	3000
4	Turația maximă	n_{max}	rot/min	3600	3600	3600	3600	3600	3600	3600	3600	3600	3600	3600
5	Puterea nominală	P_n	W	180	370	750	1200	1500	2500	5500	1500	2500	5500	11000
6	Curent nominal ±10%	I_n	A	11	22	16	24	24,5	39	40,5	25	38	40	40
7	Curent maxim cu ±10% Rotorul blocat	I_{sc}	A	11	22	16	24	24,5	39	40,5	25	38	40	40
8	Curent impulsional maxim ±3%, valoare de vîrf	I_{imp}	A	65	65	95	95	145	145	170	230	230	300	300
9	Tensiunea nominală ±10%	U_n	V	24	29	64	68	75	80	160	75	80	165	330
10	Rezistența discului ±20% Rotor la 25° C	R	Ω	0,30	0,30	0,35	0,35	0,22	0,22	0,16	0,22	0,22	0,16	0,16
11	Cuplul cu amper ±15% ±10%	K_T	Ncm/A	6	6	13	13	23	23	50	23	23	50	100
12	T.E.M. la 1000 rot/min ±10%	K_E	V	6	6	18	18	23	23	50	23	23	50	100
13	Constanța cuplului pierderi de mers în gol la 1000 rot/min	K_D	Ncm	1,3	1,3	10	10	20	20	60	20	20	60	120
14	Momentul de inerție ±5%	I	kg.cm	3,5	3,5	11	11	30	30	100	30	30	100	210
15	Căderea de turație în sarcină la tensiune constantă (val. max.)	K_n	rot/min / Ncm	10,5	10,5	2,5	2,5	1,0	1,0	0,25	1,0	1,0	0,25	0,25
16	Autoinductivitatea rotorului	L	μH	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100
17	Cuplul de frecare uscată	M_F	Ncm	8,7	8,7	15	15	30	30	60	30	30	60	200
18	Constanta de timp mecanică	τ	ms	25	25	18	18	30	30	18	25	25	18	52

strîns dependente de sarcină și de momentele de inerție.

Din aceste cauze, motorul electric pas cu pas poate fi folosit în mod direct numai la acționări unde nu se cere un cuplu prea mare. La antrenarea unor organe de mașini cu masa mai mare se preferă utilizarea unui amplificator de cuplu.

6. Soluții tehnice de perspectivă

Acționări de curent continuu cu motoare de momente înalte și comandă cu tranzistoare și tiristoare

Se utilizează motoare de momente înalte cu magneți permanenți de înaltă energie. În calitate de materiale magnetice se utilizează în majoritatea cazurilor alnico și ferite, într-un grad mai mare și de asemenea cobaltul și elemente rare. Motoarele trebuie să aibă o mare capacitate de suprasolicitare pe curent. Termenul de funcționare a parametrilor trebuie să fie de 5 000 ore. Se utilizează cele mai diverse construcții de motoare (de exemplu motorul cu diferite sisteme magnetice al firmei INLAND). În domeniul convertizoarelor electronice de forță se observă o trecere intensă la convertizoarele cu tranzistoare sau la convertizorul cu tiristoare reversiv cu 6 impulsuri. Crește gradul de integrare a electronicii informative prin utilizarea amplificatorilor operaționali în cascadă și a schemelor speciale de co-

mandă. În perspectivă, aceste acționări se vor utiliza în majoritatea cazurilor în calitate de acționări reglabile la poziție prin utilizarea echipamentelor de comandă de la calculator.

Acționări trifazate cu comandă de frecvență cu invertor cu tiristoare

Datorită îmbunătățirii parametrilor tranzistoarelor de forță comutabile și a livrării elementelor cu un înalt grad de integrare a tehnicii informaționale crește importanța acționărilor trifazice cu comandă de frecvență. Prin trecerea la aceste acționări se exclude locul sensibil (slab) al motoarelor de curent continuu și anume, comutatorul.

Primele utilizări ale acestor acționări sînt deja cunoscute (firma Kearney și Troker). Dar gradul în care aceste acționări sînt competitive cu acționările de curent continuu depinde într-o măsură considerabilă de integrarea în continuare a electronicii informative pentru comanda de frecvență, legată de cheltuieli mari, de datele de fiabilitate și de volumul subansamblului.

Acționări liniare

Principala direcție de dezvoltare constă în crearea subansamblelor electromecanice, integrate pe bază de motoare liniare de curent continuu și motoare liniare sincrone. Pentru comanda ambelor tipuri de motoare se vor utiliza tranzistoare de forță.

În legătură cu dezvoltarea acționărilor liniare de avans este necesar să se ia obligatoriu în considerație condițiile de lucru pe mașină. Construcția motorului trebuie să corespundă locului existent pentru montarea acestuia pe mașină. O utilizare largă a acestor acționări este prevăzută numai după anul 1985.

7. Considerații cu caracter economic

Pe lîngă motoarele electrice de uz general, care, în trecut, aveau o pondere deosebit de mare, au început, în ultima perioadă, să aibă un rol din ce în ce mai important motoarele *de uz special*, concepute a fi utilizate într-un anumit domeniu, cu performanțe specifice acestuia. Un exemplu tipic îl reprezintă servomotorul electric de curent continuu pentru acționarea avansului la mașinile-unelte cu comandă numerică, analizat în acest articol. Apare, astfel, problema *diversificării și specializării* mașinilor electrice, ținînd seama de tendințele arătate, ceea ce ridică atît din punct de vedere tehnic, cît și economic, aspecte noi, specifice.

Diversificarea și specializarea producției de mașini electrice în țara noastră reprezintă o sarcină impusă nu numai de cerința imperioasă de eliminare a importului și asigurare integrală a nevoilor economiei naționale cu mașini electrice produse în țară, dar și o necesitate internă vitală, proprie domeniului, singura care ar putea justifica, economic dezvoltarea acestei ramuri industriale în ansamblul industriei construcțiilor de mașini. În măsura în care mașina eletrică apelează și va apela ca mașină motoare și în viitor, în principal, la materiale deficitare* importate (fier și cupru), valoarea muncii înglobate în produs trebuie să crească, valoarea nou creată urmînd să se mărească simțitor, însuși exportul de mașini electrice în alte condiții poate fi prohibitiv, dăunător economiei naționale. Exemplul concret al realizărilor obținute în domeniul servomotoarelor de curent continuu, destinate comenzii avansului la mașinile-unelte cu comandă numerică, este deosebit de semnificativ; la consumuri de fier și cupru, respectiv puteri utile egale, mașina specializată față de mașina de curent continuu clasică, de utilizare generală, are valoare nou creată de circa 3—5 ori mai mare, deci, la aproximativ aceleași cheltuieli materiale producția netă poate fi crescută de 3—5 ori. Nu este lipsit de interes să se sublinieze că prin diversificare și specializare, îndeosebi în domeniul produselor devenite tradiționale, ca cel al mașinilor electrice, șansele de cîștigare a pieții externe, de competitivitate, în general, cresc simțitor; exportul în cazul măririi valorii noi create, devenind și eficient justificat economic.

Tipizarea și crearea de produse încadrate în serii unitare cu producție de masă reprezintă o altă cale importantă de sporire a eficienței economice, în general, și în special în domeniul mașinilor electrice, cale care prin cercetarea științifică trebuie să-și găsească soluții concrete imediate. Exemplul servomotoarelor de curent continuu pentru comanda avansului la mașinile-unelte cu comandă numerică este edificator. S-a stabilit, de către producătorul de mașini electrice în colaborare cu beneficiarul, că toată gama de mașini-unelte cu comandă numerică din țara noastră în perspectiva actualului și viitorului cincinal, poate fi satisfăcută, pentru avans, de o serie unitară constituită de cinci tipodimensiuni reprezentative, inițial executate în două variante constructive, în final, într-o singură variantă constructivă, element care creează posibilitatea concentrării și organizării producției acestor mașini într-o singură unitate constructoare.

8. Concluzii

Apariția și dezvoltarea mașinilor-unelte cu comandă numerică a condus la realizarea unor tipuri noi de motoare de curent continuu, utilizate la acționarea mecanismelor de avans,

* Această problemă este generală, valabilă și pentru materialele indigene; ea capătă o importanță deosebită în cazul materialelor importate.

capabile să răspundă la regimurile deosebite de funcţionare (viteză mare de răspuns, accelerări, frînări, reversări, capacitate de supraîncărcare), precum şi la condiţiile speciale de alimentare de la redresoare comandate cu tiristoare.

Problemele deosebite care stau în faţa constructorilor sînt legate de realizarea unei construcţii care să rezolve dezideratele:

— solicitări termice şi mecanice avantajoase;
— realizarea unei comutaţii corespunzătoare;
— realizarea unui moment de inerţie cît mai redus;
— realizarea unui cuplu maxim în gabarit minim.

În funcţie de modul de rezolvare s-au dezvoltat următoarele variante:

— motoare cu excitaţie electromagnetică;
— motoare cu excitaţie de la magneţi permanenţi.

La motoarele cu magneţi permanenţi, pentru obţinerea inerţiei reduse, s-a apelat fie la rotoare cilindrice subţiri şi lungi cu jug feromagnetic, fie la rotoare disc, uşoare, fără jug feromagnetic.

În ţara noastră, în cadrul ICPE, s-au realizat, în concepţie proprie, motoare cu întrefier axial şi rotor-disc, cu parametri competitivi la nivel mondial, în gama de cupluri de 0,57—35 Nm, la 3 000 rot/min.

Ţinînd seama de sarcinile ce revin industriei constructoare de maşini-unelte din ţara noastră, se apreciază că, în ceea ce priveşte necesarul de motoare de curent continuu pentru acţionarea avansurilor pînă la 35 Nm poate fi asigurat, în mare parte, cu motoarele cu întrefier axial existente, urmînd ca abordarea altor tipuri constructive să aibă loc, în special, pentru gama de cupluri mai mare de 35 Nm. Se au în vedere, pentru viitorul apropiat, motoare de c.c. cu magneţi permanenţi de mare energie, cu rotor cilindric, iar pentru perspectivă, motoare trifazate cu comandă de frecvenţă cu invertor cu tiristoare şi acţionări liniare.

Bibliografie

[1] *Baştiurea, Gh.* ş.a. Comanda numerică a maşinilor-unelte. Bucureşti, Editura tehnică, 1976, p. 429.
[2] *Benhard, J. H., Knuppertz, B.* Iniţiere de tiristoare, Bucureşti, Editura tehnică, 1974, p. 288.
[3] * * * Condiţiile tehnice pentru acţionările electriec ale mecanismelor de avans al maşinilor-unelte. Protocolul şedinţei experţilor INTERELECTRO, Moscova, feb. 1977.
[4] * * * R S 3745/73. Sisteme de acţionare complete de curent continuu cu acţionare rapidă.
[5] * * * Utilizarea servomotoarelor AXEM în mişcările de avans ale maşinilor-unelte.
[6] *Bézier, P.* Les téhniques de commande numérique des machines-outiles. Paris, Masson et Cie, Editeurs, 1970.
[7] *Wilhelm, S.* Die numerische Steuerung von Werkzeugmaschinen. Carl Hanser Verlag, 1970.
[8] *Schmid, D.*, Numerische Bahnsteuerung, Berlin, Springer-Verlag, 1972.
[9] *Stüben, H., Thron, W.* Der Minertia — Motor als reaktionsschneller Antrieb für Werkzeug-maschinen. În: BBC Nachrichten, nr. 9, sept., 1967, p. 482—487.
[10] *Lăzăroiu, D. F.* Maşini electrice cu inerţie redusă, Bucureşti, Editura Academiei RSR, 1969.
[11] *Lăzăroiu, D. F., Slaiher, S.* Maşini electrice de mică putere, Bucureşti, Editura tehnică, 1973.
[12] * * * Rotoare cu conductoare lamelare ştanţate. Procedeu de confecţionare a lor şi înfăşurările corespunzătoare. Brevet RSR nr. 56 652.
[13] * * * Rotor-disc cu conductoare lamelare. Brevet RSR nr. 53 969.
[14] * * * Metod of makhing a disc or cup rotor. Brevet SUA 3 839 788.
[15] * * * Rotor for motors and the like. Brevet SUA 3 989 969.
[16] Elektrische Ausrüstungen für Werkzeugmaschinen, Vorschubantriebe. Gleichstrom-Servomotoren Technische Beschreibung, E 233—A—1, 21 MH, 1973, Siemens.

CZ 621.3; 629.119.5

ENERGIE ELECTRICĂ
METODE DE ECONOMISIRE
ECHIPAMENTE ŞI TEHNOLOGII

Contribuţii ICPE la economisirea energiei electrice, prin realizarea şi implementarea de noi produse şi tehnologii pentru sistemele de alimentare a marilor consumatori*

MARIO CHECIULESCU, CHIRIL POPESCU**—BUCUREŞTI

Tematica de cercetare, care face obiectul acestei lucrări, se referă la produse specializate şi tehnologii de alimentare şi are o importanţă recunoscută la noi în ţară prin hotărîri ale C.C. al P.C.R., legea energiei, decretul 620/73, problemele introduse în programele prioritare etc.

Totodată, aceste preocupări sînt de actualitate internaţională, în contextul crizei energetice care afectează în principal ţările avansate din punct de vedere industrial. Economisirea energiei electrice apare astfel ca o acţiune de bază în tactica şi strategia politicii de combustibil, care vine să sprijine eficient creşterea limi-

* Comunicare la Simpozionul organizat de CNST cu prilejul „Săptămînii ştiinţei şi tehnicii româneşti", 3—9 apr. 1978.

** Ing. *Checiulescu, M.* este şeful laboratorului de echipamente electrice, iar ing. *Popescu, Ch.*—dir. adj. şt. la ICPE—Bucureşti.

tată a resurselor clasice şi dezvoltarea incipientă de noi resurse energetice.

1. Metode de economisire a energiei electrice

Considerînd sistemul electroenergetic în accepţia modernă, care îi atribuie toate funcţiunile (generare, transport, distribuţie şi consum) [1], economia de energie trebuie studiată la toate nivelele. Determinantă însă ca pondere este economia realizabilă la utilizare (în întreprinderi industriale, agricole etc.), care asigură implicit o reducere de pierderi la nivelele distribuţiei şi transportului. În acest sens s-au avut în vedere următoarele metode generale :

A — reducerea sau eliminarea circulaţiei puterilor complementare (reactivă şi deformantă), în sistemele de consum, distribuţie şi transport, prin ameliorarea factorului de putere şi filtrarea armonicilor ;

B — îmbunătăţirea calităţii energiei livrate consumatorilor, prin menţinerea tensiunii în limitele prescrise (eliminarea variaţiilor lente şi rapide, neacceptabile pentru receptoare sau personalul din întreprinderi) ;

C — raţionalizarea tehnologiei de alimentare a consumatorilor de energie electrică, prin îmbunătăţirea circulaţiei puterii active şi a încărcării utilajelor ;

D — îmbunătăţirea balanţei energetice a unor procese tehnologice de încercare a produselor în industria construcţiilor de maşini, prin recuperarea energiei la instalaţiile de testare ;

E — optimizarea regimurilor de alimentare cu energie electrică a marilor consumatori, prin conducerea centralizată a sistemelor de alimentare şi îmbunătăţirea gestiunii energiei electrice.

Pentru explicitarea efectelor care se urmăresc la nivel de sistem prin aplicarea acestor metode generale, s-au figurat pe o schemă-bloc echivalentă, mărimile asupra cărora se intervine. Astfel, metoda „A" determină compensarea parţială a puterilor reactive (Q_C, Q_R) şi, practic, eliminarea puterilor deformante (D_C, D_R), în scopul reducerii pierderilor active (P_C, P_D, P_T, P_G) şi implicit a unor variaţii mari ale tensiunilor (U_C, U_R). Metoda „B" urmăreşte, în special, menţinerea tensiunilor (U_C, U_R), în limitele prescrise. Metoda „C" vizează reducerea pierderilor (P_C, P_R) prin raţionalizarea consumurilor active (P_U, P_R), iar „D" reduce substanţial consumurile active ale tehnologiilor clasice de încercare a unor produse (motoare), prin introducerea instalaţiilor moderne de recuperare a energiei. În final, metoda „E" tinde să optimizeze consumurile de energie activă, prin utilizarea calculatoarelor de proces şi îmbunătăţiri organizatorice.

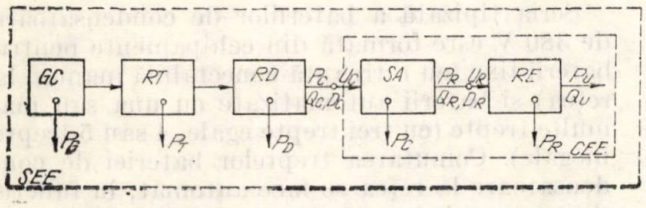


Fig. 1

Efectele pozitive ale acestor metode se manifestă preponderent la nivelul consumatorilor, dar conduc totodată la reducerea pierderilor şi îmbunătăţirea calităţii energiei şi în amonte (la nivelul întregului sistem electroenergetic), creşterea capacităţii de transport a reţelelor şi a capacităţii de generare a centralelor, reducerea investiţiilor suplimentare, scăderea consumului specific de combustibil şi a preţului de cost specific.

2. Direcţii şi tematici de cercetare pentru produse şi tehnologii noi destinate economisirii energiei electrice

Cercetările ICPE au fost orientate pe trei direcţii principale :

a — realizarea de echipamente specializate pentru compensarea puterilor reactive şi deformante şi a variaţiilor de tensiune, caracterizate printr-un grad ridicat de tipizare şi automatizare ;

b — elaborarea şi implementarea de tehnologii perfecţionate de alimentare cu energie electrică a marilor consumatori, bazate pe utilizarea echipamentelor speciale pentru compensare şi pe realizarea de echipamente de comandă centralizată ;

c — realizarea de echipamente pentru recuperarea energiei la instalaţiile de încercare.

Printre tematicile mai importante abordate în ultimii ani şi avînd rezultate atestate în aceste direcţii de cercetare se pot menţiona :

— echipamente tipizate (automate şi fixe) pentru compensarea puterii reactive (baterii de condensatoare derivaţie) ;

— echipamente pentru filtre de armonici, destinate consumatorilor deformanţi ;

— raţionalizarea tehnologiilor de alimentare cu energie electrică a marilor consumatori, prin cercetări cu măsurători şi soluţii îmbunătăţite pentru bilanţ electroenergetic, factor de putere şi spectru de armonici ;

— echipamente pentru recuperarea energiei electrice la instalaţiile de încercare a produselor din întreprinderile constructoare de motoare.

În ceea ce priveşte orientarea în continuare a cercetărilor, se remarcă abordarea la ICPE a următoarelor tematici, la nivel de tehnică de vîrf :

— echipamente automate tiristorizate pentru compensatoare statice rapide, destinate eliminării fluctuaţiilor de tensiune (flicker) ;

— echipamente automate de mare putere pentru compensatoare statice lente, destinate înlocuirii compensatoarelor sincrone (la marii consumatori din metalurgie și pentru rețelele MEE);

— noi generații tipizate cu performanțe superioare (reducere gabarite, utilizare circuite statice etc.), pentru echipamentele de compensare-filtrare, destinate beneficiarilor interni și exportului;

— optimizarea regimurilor de alimentare a întreprinderilor cu ajutorul echipamentelor de comandă centralizată, bazată pe calculatoare electronice de proces.

Realizarea, asimilarea în fabricația de serie și implementarea în exploatare a produselor și tehnologiilor rezultate din abordarea acestor tematici de vîrf se justifică prin sporul de producție industrială prevăzut la MICM, economii apreciabile de energie electrică la marii consumatori, reduceri de import și aport valutar prin dezvoltarea unui export competitiv, favorizat de criza generală de energie de lungă durată.

3. Echipamente specializate și tehnologii noi pentru alimentarea cu energie electrică a marilor consumatori

Bateriile de condensatoare derivație pentru joasă și medie tensiune au fost realizate ca echipamente prefabricate destinate instalării în anumite puncte ale sistemului electroenergetic, pentru îmbunătățirea factorului de putere al consumatorului sau rețelei de distribuție [3].

Tendințele manifestate în tehnica mondială se reflectă în orientarea lucrărilor de cercetare de la ICPE, finalizate cu realizări de baterii de condensatoare derivație pentru îmbunătățirea factorului de putere la 380 V și 6 kV, respectiv 10 kV. Aceste realizări prezintă următoarele trăsături determinante pentru progresul tehnologic, la nivel de fabricație și utilizare:

— prefabricarea și tipizarea, concepute adecvat producției de serie și exploatării specifice sistemului electroenergetic românesc;

— automatizarea, la performanțe corespunzătoare adaptării la necesitățile de compensare ale consumatorilor;

— optimizarea constructiv-funcțională, prin aplicarea metodei modulelor-tip, care să asigure cu un număr redus de module de bază, tipovariantele impuse de diversificarea cerută de exploatare;

— cercetarea originală, pentru creșterea eficienței tehnico-economice a echipamentelor și asigurarea unei competitivități ridicate în raport cu soluțiile similare din țară și străinătate;

— măsurătorile și experimentările în condiții de exploatare;

— adoptarea unor soluții moderne, de avangardă pentru structura echipamentului și a componentelor principale (regulator automat tranzistorizat și, în ultima realizare, cu circuite integrate și alte componente cu gabarit redus).

Cercetările efectuate la ICPE în domeniul compensării puterii reactive, respectiv îmbunătățirii factorului de putere la joasă și medie tensiune [10, 11] au început să se contureze odată cu realizarea primelor prototipuri de echipamente pentru bateriile de condensatoare de 380 V [10].

Schema de principiu a echipamentelor pentru bateriile de joasă tensiune (fig. 2) reflectă modul de funcționare, în condiții de exploatare a

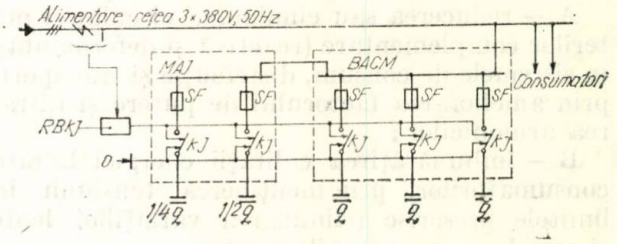


Fig. 2

bateriilor comutabile automat (manual) cu 3 trepte egale și 4 sau 5 trepte inegale și a celor necomutabile (fixe).

Se pot remarca, totodată, principalele blocuri funcționale care reprezintă și componentele de bază ale echipamentului: condensatoarele de forță, conductoarele cu siguranțe fuzibile pentru comutarea treptelor și dispozitivului de automatizare.

Echipamentele pentru bateriile de condensatoare de 380 V sînt concepute ca echipamente tipizate modular [10], cu largi posibilități de utilizare. Folosind principiul modulării [7], s-a elaborat o serie tipizată de echipamente de joasă tensiune, cuprinzînd 57 tipovariante, utilizînd numai 4 module de bază.

Seria tipizată a bateriilor de condensatoare de 380 V este formată din echipamente pentru baterii fixe (cu o treaptă conectabilă manual la rețea) și baterii automatizate cu una sau mai multe trepte (cu trei trepte egale, 4 sau 5 trepte inegale). Comutarea treptelor bateriei de condensatoare la rețea se face automat, în funcție de necesarul de putere reactivă a consumatorului.

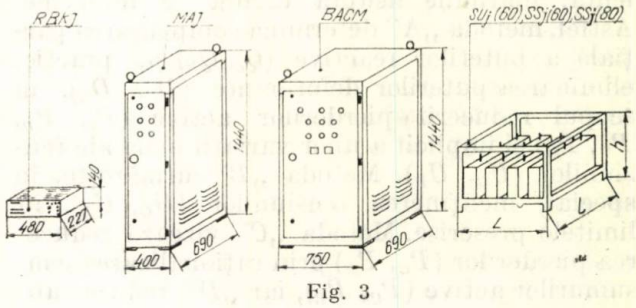


Fig. 3

Modulele care realizează seria tipizată de echipamente pentru bateriile de condensatoare de 380 V sînt următoarele :

a — blocul de acţionare şi comandă manuală BACM ;

b — modulul de acţionare MAj ;

c — stativul modul de condensatoare ;

d — regulatorul automat pentru baterii de condensatoare (fig. 4), care asigură comanda automată a contactoarelor treptelor, în funcţie de necesarul de putere reactivă din reţea.

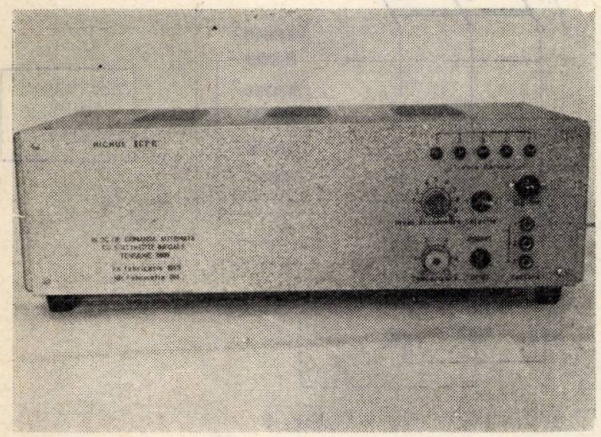


Fig. 4

Problema compensării puterii reactive a fost extinsă şi în reţelele de medie tensiune, respectiv la 6 kV. Cercetările au fost finalizate cu elaborarea seriei tipizate de echipamente pentru baterii automatizate de condensatoare de 6 kV [12].

Funcţionarea bateriilor de medie tensiune se poate urmări pe schema de principiu din figura 5. Se remarcă celulele cu întrerupătoare *CT* pentru comutarea treptelor de condensatoare ale bateriei *q* şi celula generală *CG* de alimentare. Regulatorul automat *BCA* este inclus în dulapul pentru partea de comandă *DC*.

Seria tipizată de medie tensiune cuprinde 101 tipovariante de baterii de puteri între 360

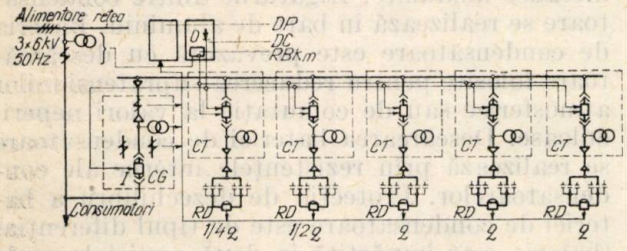


Fig. 5

şi 9 000 kvar, baterii cu o treaptă fixă (comutabilă manual) şi automatizată cu o treaptă, cu 3 trepte egale, cu 4 şi 5 trepte inegale. S-au realizat baterii în 2 variante de echipare : cu condensatoare de tip interior şi cu condensatoare de tip exterior.

Echipamentele pentru bateriile de condensatoare de 6 kV sînt realizate din elemente modulate, care au uşurat considerabil activitatea de proiectare. Componentele de echipament sînt următoarele :

a — celula generală *CG* (fig. 6) ;

b — celula de treaptă *CT* (fig. 6) ;

Fig. 6

c — dulapul de comandă *DC* (fig. 7) ;

d — dulapul de protecţie *DP* (fig. 7) ;

e — regulatorul automat care asigură conectarea întrerupătoarelor treptelor de condensa-

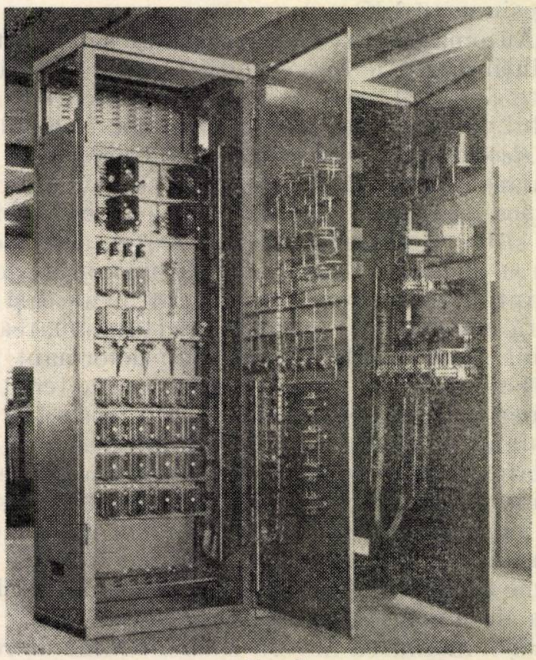


Fig. 7

toare la rețea în funcție de necesarul de putere reactivă a consumatorului;

f — stativele-modul (fig. 8).

Elaborarea unor documentații complete de execuție, bazate pe tipizare modulară, a permis asimilarea rapidă în fabricație a echipamentelor

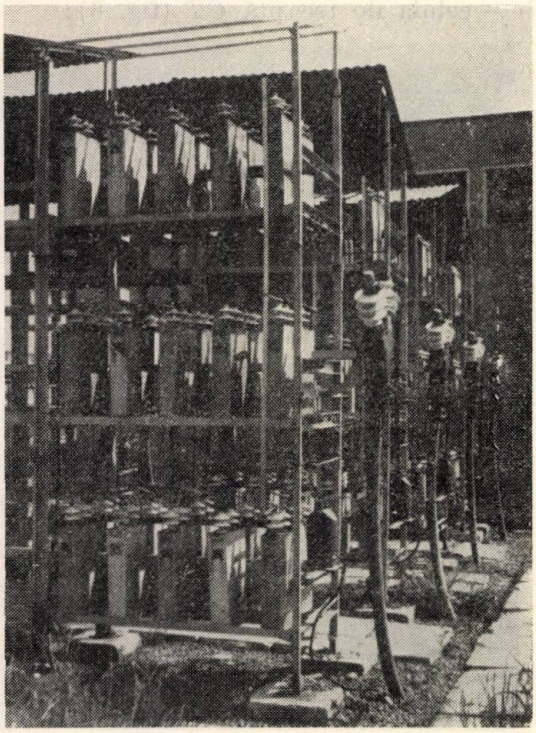


Fig. 8

automatizate de condensatoare derivație, în prezent la întreprinderea „Electrotehnica" — București, aflîndu-se în fabricația curentă seriile tipizate atît la joasă (380 V) cît și la medie tensiune (6 kV).

Automatizarea echipamentului s-a bazat pe soluții originale brevetate în țară și în străinătate [11, 12], ceea ce a permis ridicarea nivelului tehnic al echipamentelor complexe.

Receptoarele industriale cu caracteristici neliniare reprezintă, în ansamblul consumatorilor, o pondere care tinde să crească în industrie și în sistemul electroenergetic. Astfel, dacă neglijarea efectelor dăunătoare ale regimului deformant nu este astăzi de conceput, în aceeași măsură nu mai este posibilă nici diminuarea, în limite acceptabile, a regimului deformant prin măsuri care să vizeze exclusiv caracteristicile funcționale ale receptoarelor. Din această cauză, instalațiile speciale pentru eliminarea, sau atenuarea pînă la un nivel satisfăcător a influenței armonicilor, devin o necesitate. Dintre acestea, în prezent, filtrele de armonici se impun prin simplitate, robustețe, cost redus, cheltuieli minime de exploatare și în plus și prin posibilitatea de a compensa energia reactivă.

Prin montarea în serie a unei bobine de reactanță cu o capacitate se realizează un circuit rezonant serie care se acordează pe o frecvență determinantă dorită (multiplu întreg al frecvenței fundamentale), astfel încît formează o cale de scurtcircuit pentru armonica respectivă, pentru ca tensiunea armonică să tindă către zero.

Schema electrică de principiu a echipamentului de filtrare-compensare este arătată în figura 9.

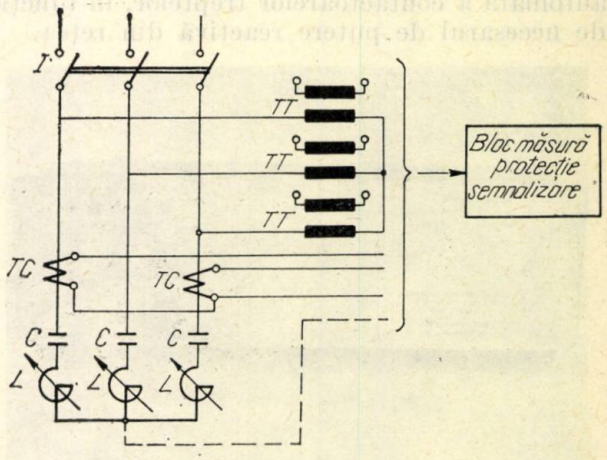


Fig. 9

În principal, echipamentul de filtrare-compensare se compune din următoarele părți:

— bateria de condensatoare;
— bobinele de reactanță;
— echipamentul de comutație;
— echipamentul de comandă-măsură-protecție-semnalizare.

La dimensionarea soluției funcționale s-a urmărit să se utilizeze componente și aparataj de fabricație românească. De altfel tot echipamentul, cu excepția condensatoarelor de filtraj de putere, este românesc.

Bateria de condensatoare constă din condensatoare de forță monofazate de medie tensiune (cu tensiune mărită), cu dielectric mixt (hîrtie și folie de polipropilenă) montate pe stative metalice modulate. Legăturile dintre condensatoare se realizează în bare de aluminiu. Bateria de condensatoare este prevăzută cu descărcătoare folosite pentru reducerea supratensiunilor atmosferice sau de comutație la valori nepericuloase. Descărcarea bateriei de condensatoare se realizează prin rezistențele interne ale condensatoarelor. Protecția de dezechilibru a bateriei de condensatoare este de tipul diferențial (bateria este împărțită în două semistele egale și este acționată de curentul dintre punctele neutre ale condensatoarelor celor două semistele).

Bobinele de reactanță, cîte una pentru fiecare filtru — formate din trei bobine suprapuse (cîte una pe fază) sînt bobine în aer, realizate din conductoare de cupru izolate, dimensionate astfel încît să aibă izolație corespunzătoare

între spire și față de masă și pentru rezonanță pe armonica ce trebuie eliminată.

Echipamentul de comutație este compus din :

— celula generală de alimentare a echipamentului de filtrare ;

— separatoare tripolare de interior de medie tensiune cu cuțite de punere la pămînt sau întrerupătoare de medie tensiune pentru comutarea filtrelor.

Echipamentul de comandă-măsură-protecție-semnalizare este amplasat într-un dulap și constă din :

— circuite de comandă (comutator de comandă cu lampă inclusă) pentru comutația întrerupătorului de alimentare ;

— circuite de măsură ;
— circuite de protecție ;
— circuite de semnalizare.

La ICPE s-au realizat, pînă în momentul de față, echipamente de filtre pentru 6 kV, la diverse armonici (5 ; 7 ; 11 ; 13) și puteri (la 50 Hz) între 600 și 1 800 kvar.

Aceste echipamente asigură reducerea importului.

Standurile de încercare clasice prevăd încercarea în sarcină a motoarelor prin cuplarea acestora cu un generator (de regulă de c.c.) care debitează pe o rezistență de sarcină adecvată, alcătuite din reostate cu apă sau metalice. Metoda prezintă un dezavantaj principal care constă în pierderi apreciabile de energie, fiind necesară în același timp evacuarea căldurii degajate și un aparataj de comandă și reglaj voluminos.

În vederea eliminării acestor deficiențe s-au propus și realizat instalații de încercare bazate pe principiul recuperării energiei în sistemul energetic [13].

Instalația prevede cuplarea electrică a generatorului de sarcină cu un mutator static reversibil, echipat cu tiristoare și care poate funcționa în regim de invertor, constituind, de fapt, sarcina generatorului de frînare, energia fiind cedată rețelei sub formă de curent alternativ. Prin reglarea curentului din circuitul rotoric al mașinii de c.c. se poate obține, la arborele motorului de încercat, un cuplu reglat sau constant la valori prestabilite.

În figura 10 este redată schema-bloc structurală a unui asemenea gen de instalație cu principalele elemente componente.

Prin folosirea acestei instalații de încercare se asigură :

— economii însemnate de energie prin recuperarea energiei electrice în rețeaua de c.a. ;

— simularea regimurilor de exploatare a motoarelor de încercat ;

— încercarea la anduranță a motoarelor (inclusiv rodajul acestora).

Raționalizarea tehnologiei de alimentare a marilor consumatori din industria construcțiilor de mașini și alte ramuri ale economiei naționale vizează cercetări pentru îmbunătățirea bilanțului electroenergetic, factorului de putere și formei de undă.

Bilanțul energetic este instrumentul de studiu prin care se analizează procesul de transfor-

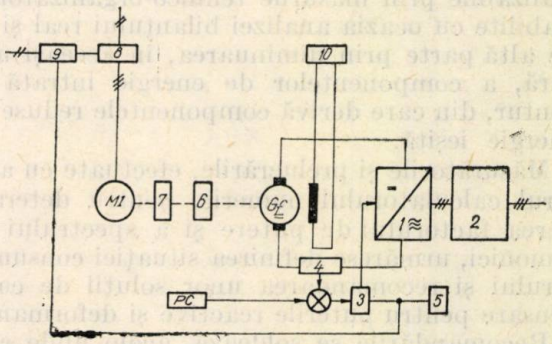


Fig. 10

mare a energiei, care are loc în cadrul unui proces de producție materială sau a unei părți componente a lui. Bilanțurile energetice se întocmesc pentru un agregat, o secție, un proces tehnologic sau o întreprindere, în ansamblul său, cu scopul de a determina consumurile de energie ale procesului analizat și de a evidenția detaliat aceste consumuri, în componente utile și pierderi.

Bilanțurile energetice servesc în principal pentru :

— ridicarea calitativă a nivelului de exploatare energetică și tehnologică a instalațiilor, prin determinarea valorilor optime ale parametrilor care trebuie realizați în funcționarea instalațiilor, în vederea obținerii unor consumuri minime de combustibil și energie și stabilirii necesarului de aparate de măsură și control pe baza cărora se conduc procesele tehnologice în regim de economicitate ridicată ;

— fundamentarea elaborării științifice a normelor de consum de combustibil și energie ;

— determinarea pierderilor de energie pe fiecare utilaj, agregat și instalație, pe secțiile de producție și în final pe întreaga întreprindere ;

— identificarea resurselor energetice secundare neutilizate și alegerea variantelor optime de folosire a lor ;

— fundamentarea măsurilor tehnice și organizatorice pentru creșterea randamentului de utilizare a energiei pe utilaje, agregate și instalații.

Bilanțurile întocmite de ICPE la 25 întreprinderi din MICM și alte ministere au condus la economii totalizînd peste 6 000 MWh.

Bilanțurile reale se întocmesc, în principal, pe bază de măsurători, într-o zi medie reprezentativă, stabilită de comun acord cu serviciul energetic din întreprinderea respectivă și de

calcule analitice formînd punctul de plecare al studiilor şi cercetărilor făcute pentru îmbunătăţirea stării şi exploatării instalaţiilor respective şi la nevoie, a completării şi modernizării acestora, în vederea reducerii pierderilor şi, deci, a economisirii energiei.

Bilanţul optim rezultă din datele bilanţului real prin scăderea din fiecare componentă utilă sau de pierderi a economiilor corespunzătoare realizabile prin măsurile tehnico-organizatorice stabilite cu ocazia analizei bilanţului real şi pe de altă parte prin diminuarea, în aceeaşi măsură, a componentelor de energie intrată în contur, din care derivă componentele reduse de energie ieşită.

Măsurătorile şi prelucrările, efectuate cu ajutorul calculatorului numeric, pentru determinarea factorului de putere şi a spectrului de armonici, urmăresc definirea situaţiei consumatorului şi recomandarea unor soluţii de compensare pentru puterile reactive şi deformante.

Recomandările se soldează, acolo unde este cazul, cu instalări de baterii de condensatoare derivaţie şi filtre de armonici. Economiile obţinute în ultimii 5 ani, datorită implementării bateriilor de condensatoare derivaţie la marii consumatori de energie, se pot estima la 8 000 MWh.

4. Concluzii

Activitatea de cercetare ICPE în domeniul echipamentelor specializate şi al tehnologiilor noi de alimentare cu energie electrică a întreprinderilor, reprezintă o preocupare permanentă, în sensul directivelor conducerii de partid şi de stat.

Contribuţia ICPE la rezolvarea problemelor legate de compensarea puterilor reactive şi deformante şi raţionalizarea tehnologiilor de alimentare cu energie electrică este substanţială fiind ilustrată, în ultimii 5 ani, prin importante economii de energie electrică, asimilările de echipamente complexe în industrie şi implementările de tehnologii în vederea gospodăririi raţionale a energiei electrice.

Programele de cercetare-asimilare de perspectivă arată o creştere deosebită a acestei contribuţii atît sub raport sortimental, cît şi cantitativ, în scopul ridicării nivelului calitativ al produselor şi tehnologiilor noi şi al măririi gradului de competitivitate la export.

Bibliografie

[1] *Dima, P.* Analiza nodală a sistemelor electroenergetice. Ed. Acad. RSR, 1968.

[2] *Checiulescu, M.* ş.a. Produse şi tehnologii noi pentru îmbunătăţirea factorului de putere, filtrarea armonicilor, recuperarea energiei la instalaţiile de încercare şi raţionalizarea circulaţiei de energie activă în vederea reducerii pierderilor în sistemele de alimentare electroenergetice ale consumatorilor. Comisia ,,Surse de energie" a CNIT, în colaborare cu MEE, MIM, MICh, MATMCGFF, IPB. Consfătuirea energeticienilor cu tema ,,Experienţe şi direcţii privind utilizarea raţională a energiei electrice, termice şi a combustibililor — micşorarea pierderilor". Constanţa 22—24 dec 1977.

[3] * * * Instrucţiuni privind compensarea puterii reactive la consumatorii industriali şi similari. MEE, 1974.

[4] *Checiulescu, M.* Instalaţii moderne cu condensatoare-derivaţie pentru compensarea puterii reactive în sistemul energetic. Conferinţa ASIT, Bucureşti, 1964.

[5] *Checiulescu, M.* Cercetări cu privire la realizarea unor tipuri de baterii de condensatoare derivaţie de înaltă tensiune cu caracteristici tehnico-economice ridicate. A VI-a Sesiune de comunicări tehnico-ştiinţifice, ICPE — Buc., 1968.

[6] *Checiulescu, M., Alterescu, Y.* ş.a. Contribuţii la problema descărcării bateriilor de condensatoare derivaţie. A II-a conferinţă a electricienilor, Bucureşti, septembrie, 1969.

[7] *Checiulescu, M., Chitian, Al., Tudorache, Al.* Consideraţii privind tipizarea echipamentului pentru bateriile de condensatoare derivaţie automatizate de medie şi joasă tensiune. Sesiunea de comunicări tehnico-ştiinţifice ,,60 ani de învăţămînt electrotehnic în Moldova". Institutul politehnic — Iaşi, 20—23, dec. 1972.

[8] *Checiulescu, M., Chitian, A., Tudorache, Al.* Consideraţii privind tipizarea echipamentului pentru bateriile de condensatoare derivaţie, de medie şi joasă tensiune. În : Lucrările ICPE nr. 28, 1973, p. 41—49.

[9] *Checiulescu, M., Alterescu, Y., Chitian, A.* ş.a. Consideraţii privind echipamentul bateriilor automatizate de condensatoare derivaţie de 6 kV, tip exterior. A VII-a Sesiune de comunicări tehnico-ştiinţifice ICPE — Bucureşti, 1970.

[10] *Checiulescu, M., Milu, I., Alterescu, Y.* ş.a. Serii tipizate de echipamente pentru baterii de condensatoare de joasă tensiune şi medie tensiune. Conferinţa energeticienilor din România, Bucureşti, 1975.

[11] *Checiulescu, M.* ş.a. Echipament de reglare automată discontinuă, optimă în trepte de funcţionare egale. Dosar OSIM nr. 5.711/51919—1970.

[12] *Checiulescu, M.* ş.a. Automatic control apparatus for adjusting an analogue output in steps. Brevet — Anglia nr. 1 324 088—1973.

[13] *Gudumac, M.* : Stand de probe pentru încercarea grupurilor motor-generator, cu recuperarea energiei în sistemul energetic. În : lucrările ICPE — Bucureşti, nr. 30, 1975, p. 33—39.

[14] *Dobrescu, D., Cobanu, Fl.* ş.a. Comportarea reţelelor de cabluri, transformatoarelor şi consumatorilor de joasă tensiune în exploatare. 22—23 sept. 1977, IRE — Constanţa.

CZ 621.335.2–833.6

LOCOMOTIVE DIESEL-ELECTRICE
CONCEPȚIE TEHNICĂ
CARACTERISTICI, PERFORMANȚE

Noua serie de locomotive diesel-electrice de mare putere asimilate la întreprinderea „Electroputere" din Craiova

FLORIN BURDUBUȘ* — CRAIOVA

Generalități

Administrațiile de cale ferată și întreprinderile constructoare de mijloace de transport feroviar din întreaga lume, avînd la bază considerente de natură economică, manifestă un interes sporit pentru fabricarea de locomotive cu puteri unitare mari. Îmbunătățirea traficului de marfă, echivalent cu creșterea tonajelor remorcate și respectiv, creșterea vitezelor comerciale, nu se poate realiza decît cu locomotive de puteri mari, dubla tracțiune fiind numai o soluție tolerată. La traficul de călători, creșterea vitezelor maxime și obținerea de demaraje rapide (accelerații mari), echivalente cu scurgerea timpului de mers, nu se pot obține, de asemenea, decît cu sporirea puterilor instalate pe unitatea de putere.

Experiența a arătat că folosind unități de tipul $2P$ în loc de unități de tipul $P + P$ se obține o economie de aproximativ 25%, la prețul de cost, circa 35%, la întreținere și respectiv circa 10%, la combustibil. Importantele avantaje menționate explică interesul general cu privire la locomotivele diesel electrice de puteri mari.

Căile ferate române au reușit o modernizare spectaculoasă a parcului de material rulant. Într-un timp istoric scurt, începînd cu anul 1960, s-a înlocuit total tracțiunea cu abur cu tracțiunea diesel și electrică. În prezent Căile ferate române au în dotare locomotive diesel hidraulice de 920 kW/720 kW (1 250 CP) și locomotive diesel electrice de 1 540 kW/1 200 kW (2 100 CP), echipate cu motoare diesel (licență Sulzer) tip LDA 28 cu 6 și respectiv 12 cilindri, precum și locomotive electrice de 5 100 kW, 25 kV, 50 Hz.

Pentru satisfacerea nevoilor de trafic pe liniile care nu se vor electrifica, s-a luat decizia dotării în continuare a Căilor ferate române cu locomotive diesel-electrice de puteri de 2 200 kW/1 680 kW (3 000 CP) și 2 900 kW/2 240 kW (4 000 CP). Sarcina realizării acestor locomotive a revenit întreprinderii „Electroputere" din Craiova și Întreprinderii de construcții de mașini din Reșița. Cutia locomotivei, elementele principale ale transmisiei electrice (grupul de generatoare, redresorul și motoarele de tracțiune), precum și montajul general sînt realizate de întreprinderea „Electroputere" din Craiova, iar boghiurile și motorul diesel se execută la Întreprinderea de construcții de mașini din Reșița.

1. Concepția tehnică generală

Construcția și amplasarea echipamentului pentru seria de locomotive diesel-electrice de mare putere, 2 200 kW/1 680 kW (3 000 CP) și 2 900 kW/2 250 kW (4 000 CP), asimilate de întreprinderea „Electroputere" din Craiova, este prezentată în figura 1, dimensiunile specificate în această figură corespunzînd locomotivei de 2 900 kW/2 250 kW (4 000 CP).

Conceptiv locomotiva este o unitate cu cabine de conducere la ambele capete. Sursa de energie o constituie motorul diesel care antrenează un generator sincron trifazat care, la rîndul lui, printr-un redresor trifazat în punte, alimentează șase motoare de tracțiune montate semisuspendat în boghiu. Cutia locomotivei se sprijină pe două boghiuri cu cîte trei osii motoare fiecare.

Cabinele de conducere au cîte o ușă de urcare dar pot fi prevăzute și cu două uși pe cele două părți laterale.

Sala mașinilor este împărțită în trei compartimente.

Compartimentul instalației electrice, situat în spatele cabinei de conducere *I*, conține blocul aparatelor electrice, unul sau două compresoare (funcție de cerere), redresorul de tracțiune, redresorul pentru alimentarea serviciilor auxiliare, un motoventilator pentru motoarele de tracțiune ale boghiului *I*, panoul cu aparate pneumatice și grupul de generatoare (generatorul sincron de tracțiune, cu excitatricea sa și generatorul sincron pentru servicii auxiliare).

Dacă se solicită instalația de încălzire electrică a trenului, atunci în acest compartiment se amplasează generatorul sincron pentru alimentarea instalației de încălzire electrică a trenului, redresorul pentru încălzirea trenului (în același bloc cu redresorul de tracțiune) și un bloc care cuprinde aparatura electrică aferentă alimentării și comenzilor acestei instalații de încălzire.

Dacă se solicită instalație de frînare electrică, în locul generatorului pentru încălzire, se amplasează un bloc cu rezistențe de frînare.

* Ing. *Burdubuș, Fl.* este șef atelier proiectare locomotive la I.C.P. „Electroputere" — Craiova.

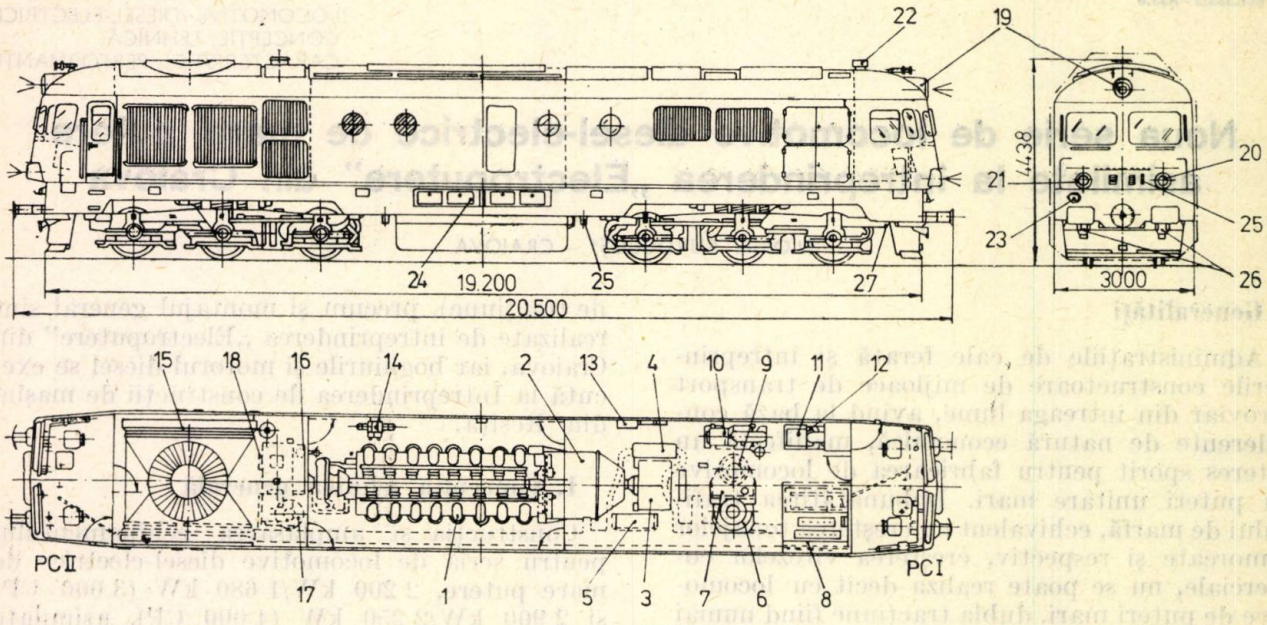


Fig. 1. Ansamblul general al locomotivei Co'—Co' 4 000 CP (2 900 kW/2 250 kW : 1 — motor diesel; 2 — generator principal și auxiliar; 3 — generator pentru încălzire tren; 4 — bloc aparate pentru încălzire tren; 5 — redresor auxiliar; 6 — redresor principal și încălzire tren; 7 — bloc protecție redresor; 8 — bloc aparate; 9 — motoventilator I pentru motoare tracțiune; 10 — motocompresor I; 11 — motocompresor II; 12 — aparate frînă pneumatică; 13 — cofret „INDUSI"; 14 — motopompe ulei și combustibil; 15 — instalație de răcire; 16 — agregat preîncălzire; 17 — motoventilator II pentru motoare de tracțiune; 18 — rezervor apă; 19 — tar; 20 — lampă semnalizare stînga; 21 — lampă semnalizare dreapta; 22 — antenă radiotelefon; 23 — priză pentru alimentare vagon de încălzire; 24 — baterie de acumulatoare; 25 — priză lampă portativă; 26 — prize încălzire tren; 27 — priză pentru deplasare în depou.

Compartimentul motorului diesel, situat în partea centrală a locomotivei, conține motorul diesel, motopompa de ulei și combustibil și filtrul brut de ulei. Acest compartiment este presurizat de ventilatorul grupului de generatoare.

Compartimentul instalației termice, situat lîngă cabina de conducere II, conține un motoventilator pentru motoarele de tracțiune ale boghiului II, filtrele de aer pentru motorul diesel, rezervorul de apă, agregatul de preîncălzire, filtrul fin de ulei, schimbătorul de căldură și instalația de răcire a motorului diesel.

2. Boghiurile

Rama boghiului în construcție sudată este compusă din doi longeroni de tip cheson, legați între ei cu grinzi transversale, de asemenea, în construcție cheson. Rama boghiului se execută din materiale corespunzătoare pentru temperaturi scăzute.

Cutiile de unsoare sînt ghidate cu cîte două fusuri cilindrice, fixate pe rama boghiului. Ghidajul permite cutiei de unsoare executarea de mișcări verticale, dar o menține fără joc transversal și longitudinal însă elastic în boghiu prin intermediul de silent-blocuri, asigurînd prin aceasta o poziție a osiilor față de rama boghiului, de asemenea, fără joc lateral sau longitudinal, în vederea obținerii unei calități de rulare bune pînă la viteza maximă.

Suspensia primară este constituită din cîte două arcuri elicoidale pentru fiecare cutie de unsoare. În interiorul acestor arcuri sînt amplasate amortizoare cu frecare uscată de tip Houdaille.

Suspensia secundară, care asigură preluarea greutății cutiei, este formată dintr-un sistem de arcuri de tip Flexicoil. Capetele de sus ale acestor arcuri sînt plasate într-o nișă, în interiorul scheletului metalic inferior, în timp ce capătul de jos se sprijină direct pe rama boghiului.

Mișcarea laterală a boghiului este amortizată de deformarea tip Flexicoil a suspensiei secundare, care în acest fel dezvoltă o forță de rapel către poziția centrală și mărește lungimea de undă a mișcării de șerpuire.

Pentru reducerea forțelor de conducere în curbă, cele două boghiuri ale locomotivei sînt legate prin intermediul unui cuplaj transversal.

Transmiterea forței de tracțiune de la boghiu la cutie se face printr-un pivot solidar cu cutia locomotivei, fixat în rama boghiului prin intermediul unor elemente de cauciuc, care permit transmiterea elastică a forței de tracțiune. Pentru menținerea boghiului în axa cutiei, pivotul este prevăzut cu un cuplaj transversal cu arcuri elicoidale.

Frînarea mecanică este asigurată pe fiecare boghiu de cîte șase cilindri de frînă de 10", prevăzuți cu dispozitiv de reglare automată a

cursei, fiecare cilindru acționînd timoneria de frînă a unei roți.

Pentru reducerea uzurilor la parcurgerea curbelor, boghiurile sînt prevăzute cu instalație de uns buza bandaj.

În vederea reducerii descărcării și, respectiv, supraîncărcării unor osii la demaraj, boghiurile sînt prevăzute cu dispozitive de compensarea sarcinii pe osie.

3. Cutia

Cutia locomotivei este o construcție metalică sudată, autoportantă și se execută din materiale corespunzătoare pentru temperaturi scăzute.

Dimensionarea cutiei este făcută astfel, încît să suporte o probă de compresiune de 2 000 kN și o probă de tracțiune de 1 500 kN, aplicate la mijlocul plăcii frontale.

Plăcile frontale se execută în așa fel, încît să fie posibilă montarea unui cîrlig de tracțiune sau cuplă centrală automată.

În cutie se prevăd 8 cutii pentru nisip cu un volum total de 400—500 dm^3.

4. Amplasări în cabina de conducere

Întreaga aparatură de comandă a funcționării locomotivei, aparatele de semnalizare și control sînt amplasate astfel încît satisfac toate exigențele impuse vehiculelor moderne în ceea ce privește manevrabilitatea, vizibilitatea și estetica.

În afară de această aparatură impusă de conducere și supravegherea funcționării locomotivei, în cabină au fost prevăzute: un frigider, (numai în cabina *I*) reșou electric, două stingătoare de incendiu, radiotelefon.

Încălzirea cabinei de conducere se face cu radiatoare prin care circulă apă caldă din circuitul de răcire al motorului diesel. Suplimentar, pentru încălzire, în partea laterală a cabinei în dreptul mecanicului este amplasat un radiator electric.

Geamurile frontale au încorporate rezistențe electrice pentru încălzire.

5. Instalația pneumatică

Instalația pneumatică are următoarele părți constituente:

— instalația pentru producerea și înmagazinarea aerului, compusă din unul sau două electrocompresoare de 2 500 l/min și două rezervoare de aer de cîte 600 litri;

— circuitul frînei directe de tip OERLIKON *FD* 1;

— circuitul frînei automate tip *KE* 1a cu frînare și defrînare în trepte și robinetul mecanicului *KD* 2;

— circuitul de aer pentru aparatele electropneumatice;

— circuitul de alimentare a instalației de frînă de pe boghiu;

— instalație de semnalizare acustică cu claxoane supertyfon de 370 și 660 Hz.

6. Motorul diesel

Pentru toată seria de locomotive, se utilizează motorul diesel tip R 251, asimilat în România după licența ALCO ENGINES DIVISION — U.S.A.

Acest motor funcționează după un ciclu în 4 timpi, cu cilindri în V 45°, supraalimentat și cu răcire intermediară. Este prevăzut cu amortizoare de vibrații pentru arborele cotit și pentru arborele cu came.

Regulatorul de sarcină este tip WOODWARD PGR, cu telecomanda pneumatică, cu servomotor hidraulic și potențiometru pentru comanda curentului de excitație al generatorului cu electromagnet de oprire, protector de supraalimentare și electromagnet de protecție antipatinaj.

Motorul diesel este prevăzut cu demaror pneumatic.

În cele ce urmează sînt redate cîteva date caracteristice mai importante:

— Model		R 251
— Nr. de cilindri	16	12
— Putere nominală la 1 100 rot/min, kW	2 900	2 200
— Alezaj/cursa, mm/mm	228/267	
— Cilindree (1)	175	
— Consum de combustibil (la 293° K și 736 mmHg) g/kW, gr/CPh	222/165	
— Consumul de ulei g/kW, gr/CPh	2,31/1,7	

7. Transmisia electrică

Ca concepție de bază, pentru realizarea transmisiei electrice a fost aleasă soluția curent alternativ — curent continuu, formată din generator sincron trifazat cu excitatoare fără perii, redresor și motoare de curent continuu.

Generatorul principal are un singur lagăr, este montat în consolă pe motorul diesel și cuplat rigid cu acesta. În carcasa generatorului principal mai este montat generatorul auxiliar și excitatoarea. Cele trei mașini sînt mașini sincrone trifazate. Excitatoarea are înfățișarea trifazată în rotor. Tot pe rotor este montat redresorul excitatoarei, care alimentează excitația generatorului principal. Legătura dintre excitatoare și generatorul principal se face, deci, fără perii.

Redresorul pentru tracțiune, este trifazat în punte. Pentru realizarea redresorului se utilizează diode cu siliciu de 350 A, 1 800 V.

Modul de conectare și numărul de diode pentru un braț al punții sînt determinate de

valorile tensiunii și curentului, solicitate pe partea de curent continuu a redresorului, astfel încît să se asigure o siguranță corespunzătoare în exploatare. Răcirea redresorului se realizează forțat, cu aer de la un motoventilator montat pe blocul redresor.

Motoarele de tracțiune sînt motoare electrice de curent continuu cu excitație serie, a căror construcție este adecvată sistemului de montare semisuspendată pe boghiu. Cele șase motoare de tracțiune sînt conectate în trei grupe legate în paralel, fiecare grupă fiind constituită din două motoare înseriate. Gradul maxim de slăbire a cîmpului de excitație este 0,4 realizat în trei trepte.

Se evidențiază mai jos cîteva date caracteristice mai importante pentru elementele transmisiei electrice ale locomotivei de 2 900 kW/2 250 kW (4 000 CP):

Generator principal:

— putere în regim continuu de tensiune inferioară (în curent continuu) 2 460 kW
— curent maxim 3 960 A
— tensiune maximă 1 500 V c.c

Redresor principal:

— curent nominal 3 960 A
— tensiune nominală 1 500 V

Motor de tracțiune:

— regim continuu la tensiune inferioară $U = 468$ V; $I = 875$ A; $P = 375$ kW; $n = 712$ rot/min
— mărimi de dimensionare: $P = 610$ kW; $U = 750$ V; $I = 875$ A; $n = 1\,160$ rot/min
— curent maxim de pornire 1 320 A
— grad maxim de slăbire a cîmpului 0,4
— turație maximă 2 750 rot/min.

8. Caracteristici tehnice. Performanțe

În continuare se indică principalele caracteristici tehnice ale locomotivelor de 2 900 kW/2 250 kW (4 000 CP) și 2 200 kW/1 680 kW (3 000 CP).

8.1. *Caracteristici tehnice comune*:

— Formula osiilor Co'—Co'
— Ecartament 1 435 mm
— Transmisia c.a.—c.c.
— Diametrul bandajelor în stare nouă 1 100 mm
— Lățimea cutiei 3 000 mm
— Lățimea maximă a locomotivei 3 100 mm
— Înălțimea maximă a locomotivei 4 450 mm

8.2. *Locomotiva diesel-electrică* 2 900 kW/2 250 kW (4 000 CP)

— Lungimea totală între tampoane 20 500 mm
— Distanța între pivoții boghiurilor 12 000 mm
— Greutatea locomotivei complet alimentată 126 t ± 2%
— Raport de transmisie 65/19 67/17 76/16
— Forța de tracțiune de durată, daN 18 100 20 800 25 000
— Viteza în regim de durată, km/h 45 39 32
— Forța de tracțiune maximă, daN 30 000 35 000 40 000
— Viteza maximă, km/h 140—160 140 105—115

8.3. *Locomotiva diesel-electrică* de 2 200 kW/1 680 kW (3 000 CP)

— Lungimea totală între tampoane 19 000 mm
— Distanța între pivoții boghiurilor 10 800 mm
— Greutatea locomotivei complet alimentată 120 t ± 2%
— Raport de transmisie 65/19 67/17 76/16
— Forța de tracțiune de durată, daN 18 100 20 800 25 000
— Viteza în regim de durată, km/h 33 29 24
— Forța de tracțiune maximă la pornire, daN 30 000 35 000 40 000
— Viteza maximă km/h 140—160 140 105—115.

În figura 2, respectiv 3 sînt prezentate caracteristicile de tracțiune ale locomotivelor de 2 200 kW/1 680 kW (3 000 CP) și 2 900 kW/2 250 kW (4 000 CP) cu raportul de transmisie 67/17.

8.4. *Probe și verificări în exploatare*

Probele de tip și serviciul prestat pînă în prezent în exploatare, de locomotiva de 2 900 kW/2 250 kW (4 000 CP) au confirmat realizarea parametrilor tehnici de proiectare dintre care se specifică:

— caracteristica de tracțiune determinată experimental cu vagonul dinamometric, corespunde integral cu caracteristica de tracțiune calculată;

— calitatea de rulare a locomotivei, definită prin indicii de mers stabiliți prin metoda Sperling — $Wz = 3{,}5$ pe verticală și $Wz = 2{,}2$ pe orizontală — este la nivelul celor mai recente realizări pe plan mondial;

— uzura bandajelor și a buzei bandajelor este foarte redusă lăsînd să se întrevadă utilizarea bandajelor fără restrunjiri pe parcursul a peste 300 000 km;

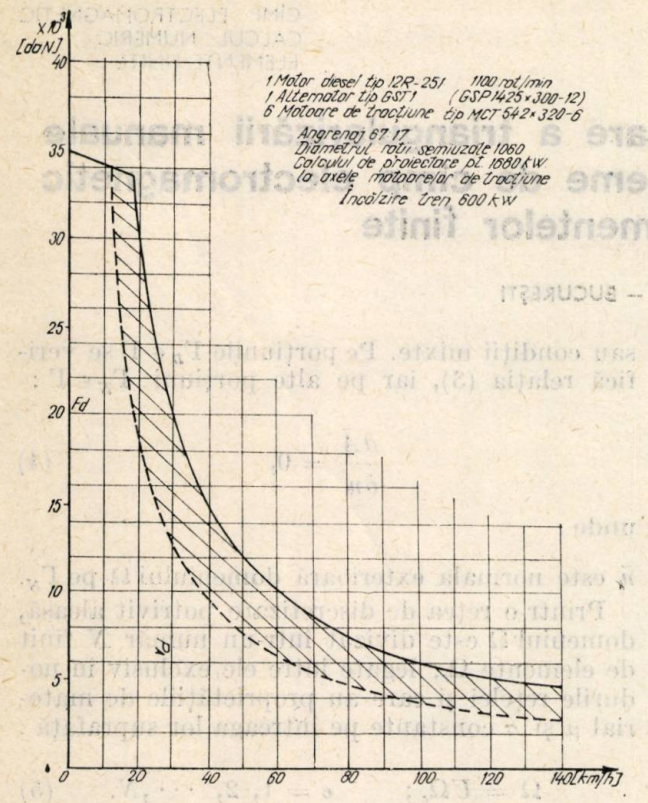


Fig. 2. Caracteristica de tracțiune a LDE 2 180 kW/1 680 kW (3 000 CP).

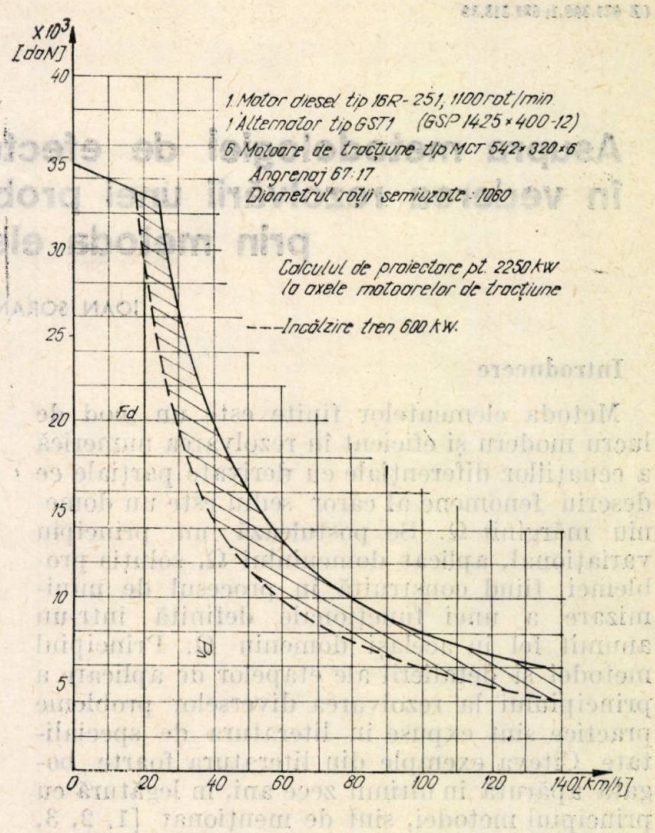


Fig. 3. Caracteristica de tracțiune a LDE 2 900 kW/2 250 kW (4 000 CP).

— consumul specific de combustibil la plină sarcină nu a depășit 165 gr/CPh, iar consumul specific de ulei n-a depășit 1,7 gr/CPh;

— atestarea prin cîntărire a folosirii superioare a metalului, rezultînd o greutate specifică de 31 kg/CP, la nivelul celor mai bune realizări pe plan mondial;

— comparativ cu locomotiva de 1 540 kW/1 200 kW (2 100 CP), locomotivă etalon pentru Căile ferate române, locomotivă de 2 900 kW/2 250 kW (4 000 CP) poate remorca pe aceleași rampe și la aceleași viteze tonaje aproape duble. În condiții de circulație cu o locomotivă de 2 900 kW/2 250 kW (4 000 CP), comparativ cu două locomotive de 1 540 kW/1 200 kW (2 100 CP) la aceeași viteză de mers și la același coeficient de utilizare a puterii motorului diesel, se pot efectua transporturi cu consum de combustibil pe suta de tone brute kilometru (S. to. br. km) mai redus cu circa 10% și preț global pe S. to. br. km., de asemenea mai redus cu pînă la 17%.

CZ 621.398.1: 621.313.39

CÎMP ELECTROMAGNETIC
CALCUL NUMERIC
ELEMENTE FINITE

Asupra metodologiei de efectuare a triangularizării manuale în vederea rezolvării unei probleme de cîmp electromagnetic prin metoda elementelor finite

IOAN SORAN* — BUCUREŞTI

Introducere

Metoda elementelor finite este un mod de lucru modern și eficient în rezolvarea numerică a ecuațiilor diferențiale cu derivate parțiale ce descriu fenomene al căror sediu este un domeniu mărginit Ω. Se postulează un principiu variațional, aplicat domeniului Ω, soluția problemei fiind construită în procesul de minimizare a unei funcționale definită într-un anumit fel în același domeniu Ω. Principiul metodei și detalierii ale etapelor de aplicare a principiului la rezolvarea diverselor probleme practice sînt expuse în literatura de specialitate. Cîteva exemple din literatura foarte bogată apărută în ultimii zece ani, în legătură cu principiul metodei, sînt de menționat [1, 2, 3, 4, 7].

Funcționala cea mai des utilizată pentru problemele de cîmp electromagnetic este funcționala energie, deoarece interpretarea ei fizică este ușoară.

Pentru cazul particular al unei probleme de cîmp electromagnetic plan-paralelă domeniul Ω se găsește în planul în care există inducția $\bar{B}$, perpendiculară pe direcția curentului de excitație de densitate $\bar{j}$. De obicei, se asociază un reper *xoyz* astfel ca axa *oz* să fie pe direcția curentului, iar planul *xoy* să fie planul de existență a lui $\bar{B}$. Considerînd mediul izotrop, fără curenți induși ($\sigma = 0$), dar de permeabilitate μ :

$$\mu = \mu(|\bar{B}|), \tag{1}$$

energia electromagnetică conținută într-un volum generat de domeniul plan Ω și o înălțime egală cu unitatea se scrie :

$$W_\Omega = \iint_\Omega \left\{ \left[\int_0^B \bar{H} d\bar{B} \right] - \bar{j} \cdot \bar{A} \right\} d\Omega, \tag{2}$$

în care :

$\bar{A}$ este potențialul magnetic vector.

Pe frontiera Γ a domeniului Ω pot exista condiții de tip Dirichlet

$$A_r = f(x, y), \tag{3}$$

sau condiții mixte. Pe porțiunile $\Gamma_D \in \Gamma$ se verifică relația (3), iar pe alte porțiuni $\Gamma_N \in \Gamma$:

$$\frac{\partial \bar{A}}{\partial n} = 0, \tag{4}$$

unde :

$\bar{n}$ este normala exterioară domeniului Ω pe Γ_N.

Printr-o rețea de discretizare potrivit aleasă, domeniul Ω este divizat într-un număr N finit de elemente Ω_e, legate între ele exclusiv în nodurile rețelei și care au proprietățiile de material μ și σ constante pe întreaga lor suprafață :

$$\Omega = U\Omega_e; \qquad e = 1, 2, \cdots, N. \tag{5}$$

Metodele directe ale calculului variațional construiesc funcția necunoscută $A(x, y)$ în procesul de minimizare a energiei $W_{\Omega e}$ la nivelul fiecărui element. Funcția necunoscută $A(x, y)$ se modelează, de regulă, printr-un polinom de forma :

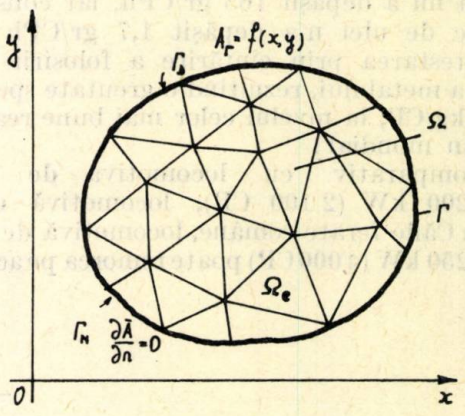


Fig. 1. Discretizarea domeniului Ω prin elemente triunghiulare

$$A(x, y) = \sum_m \alpha_m(x, y)\, A_m. \tag{6}$$

Energia electromagnetică W_Ω, considerată drept sumă a energiei elementelor :

$$W_\Omega = \sum_{e=1}^{N} W_e, \tag{7}$$

* Ing. *Soran, I.* lucrează la Institutul politehnic — București.

devine funcție de valorile nodale A_m ale potențialului vector. Asociind o relație de ordine nodurilor rețelei, valorile necunoscute A_m pentru cele N_D noduri ale rețelei constituie vectorul $\{A\}$.

Asamblînd condițiile de minim ale energiei tuturor elementelor:

$$\frac{\partial W_{\Omega e}}{\partial A_m} = 0; \qquad \begin{matrix} e = 1, 2, \cdots, N, \\ m = i, j, k, \end{matrix} \tag{8}$$

în care:

i, j, k sînt nodurile ce definesc elementul triangular Ω_e, se obține un sistem de ecuații liniar de forma:

$$[M] \cdot \{A\} = \{TL\}. \tag{9}$$

Din punct de vedere al rezolvării sistemului (9) trebuie rezolvate următoarele aspecte, asupra cărora se concentrează prezenta lucrare:

- descrierea topologiei discretizării domeniului Ω, astfel ca $[M]$ să fie de tip bandă, cu o lățime LB a benzii cît mai redusă;
- verificarea topologiei discretizării pentru a asigura corectitudinea generării matricei $[M]$;
- a sigurarea condițiilor necesare pentru rezolvarea numerică a sistemului (9).

Discretizarea domeniului Ω și descrierea topologiei discretizării

2.1. Alegerea rețelei de discretizare

Discretizarea domeniului plan Ω poate fi făcută cu ajutorul poligoanelor drepte sau curbe. Orice discretizare trebuie însă să satisfacă condiția (5), adică, prin asamblarea elementelor să se reconstituie univoc domeniul Ω. Reconstituirea univocă a domeniului Ω este posibilă numai formulînd condițiile de legătură între elemente stabilind gradul lor de libertate.

Fără a deschide sau a tranșa o discuție în legătură cu avantajele sau dezavantajele utilizării diverselor clase de elemente se precizează că, referirile ulterioare vor fi excluse la triunghiuri formate din segmente de dreaptă. Avantajele elementelor triunghiulare sînt:

- o deformare redusă frontierelor reale, cea mai mică accesibilă poligoanelor drepte;
- expresii simple pentru generarea matricei $[M]$ și a vectorului $\{TL\}$;
- posibilități de aproximare a funcției necunoscute prin mărirea numărului de grade de libertate;
- lărgimea maximă a benzii în care se pot situa în anumite condiții elementele nenule ale matricei $[M]$, ceea ce este, de multe ori, important pentru rezolvarea numerică a sistemului (9).

În funcție de numărul nodurilor care definesc triunghiul, se are în vedere clasa elementelor triunghiulare ilustrate în figura 2, la care se mai pot adăuga elemente triunghiulare speciale ca, elementul lui Clough și Tocher [6] etc.

Fiecărui triunghi din această familie îi corespunde un polinom de aproximare (6) pentru funcția necunoscută: de gradul I pentru figura 2*a*; de gradul II pentru figura 2*b* etc.

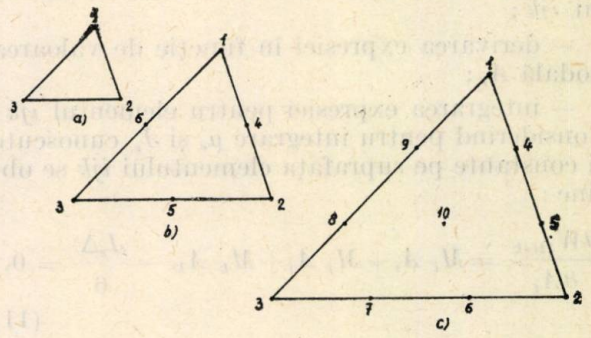


Fig. 2. Familia elementelor triunghiulare.

Din punct de vedere practic triunghiul liniar este satisfăcător, deoarece necesarul de memorie-calculator este minim, iar aproximarea funcției A poate fi ameliorată, în zonele de gradient pronunțat, prin reducerea dimensiunilor.

2.2. Exprimarea condițiilor de legătură între elemente pentru reconstituirea domeniului Ω

Fiecare nod al rețelei de discretizare este înconjurat de un număr oarecare de elemente triunghiulare, așa cum se vede în figura 3.

Fie nodul 9 înconjurat de elementele $e_1 \div e_6$. În expresia energiei totale a domeniului din care face parte segmentul dat în figura 3, valoarea nodală A_9 intervine numai în contribuția elementelor ce înconjoară nodul 9, restul

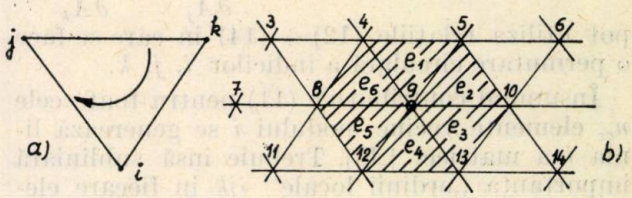


Fig. 3. Un segment al rețelei de discretizare și un element triunghiular curent.

elementelor avînd o contribuție independentă de A_9. În virtutea relațiilor (7) și (8) se poate scrie:

$$\frac{\partial W_\Omega}{\partial A_m} = \frac{\partial}{\partial A_m}\left(\sum_{e=1}^{N} W_{\Omega e}\right) = \frac{\partial}{\partial A_m}\left(\sum_{i_{ev}=1}^{n_{ev}} W_{\Omega i_{ev}}\right) = 0, \tag{10}$$

unde: e_{ev} este numărul curent al elementului vecin nodului m;

i_{ev} — numărul total al elementelor vecine nodului m.

Această constatare are un efect dublu :
— simplifică generarea matricei $[M]$ a sistemului (9) ;
— face necesară existența LISTEI ELEMENTELOR VECINE FIECĂRUI NOD. Luînd un element curent al discretizării, definit prin nodurile sale i, j, k (fig. 3 *a*), se pot deduce expresiile elementelor matricei $[M]$ făcînd :
— exprimarea energiei la nivelul elementului ijk ;
— derivarea expresiei în funcție de valoarea nodală A_i ;
— integrarea expresiei pentru elementul ijk : Considerînd pentru integrare μ_e și J_e cunoscute și constante pe suprafața elementului ijk se obține :

$$\frac{\partial W_{\Omega ijk}}{\partial A_i} = M_i A_i + M_j A_j + M_k A_k - \frac{J_e \Delta^e}{6} = 0, \quad (11)$$

în care :

$$M_i = \frac{1}{2\mu_e \Delta^e}[(y_j - y_k)^2 + (x_k - x_j)^2], \quad (12)$$

$$M_j = \frac{1}{2\mu_e \Delta^e}[(y_i - y_k)(y_k - y_j) + (x_i - x_k)(x_k - y_j)], \quad (13)$$

$$M_k = \frac{1}{2\mu_e \Delta^e}[(y_i - y_j)(y_j - y_k) + (x_j - x_i)(x_k - x_j)], \quad (14)$$

unde : Δ^e reprezintă dublul suprafeței triunghiului i, j, k.
μ_e — valoarea permeabilității magnetice a materialului în elementul ijk.

Pentru calculul expresiilor : $\frac{\partial W_{\Omega ijk}}{\partial A_j}$ și $\frac{\partial W_{\Omega ijk}}{\partial A_k}$ se pot utiliza relațiile (12) ÷ (14) în care se face o permutare circulară a indicilor i, j, k.

Însumînd contribuțiile (11) pentru toate cele n_{ev} elemente vecine, nodului i se generează linia i a matricei $[M]$. Trebuie însă subliniată importanța „ordinii locale" ijk în fiecare element.

Pentru toate cele n_{ev} elemente vecine nodului 9 din figura 3, $i = 9$, iar afectarea valorilor pentru j și k trebuie să determine același sens de parcurgere a lanțurilor triunghiurilor. Altfel, generarea matricei $[M]$ este compromisă. Rezultă a treia cerință pentru descrierea corectă a topologiei discretizării : LISTA ORDONATĂ A NODURILOR CE DEFINESC ELEMENTELE DISCRETIZĂRII. Cele două liste : elementele vecine nodurilor *NELVE*, nodurile ce definesc elementele, date într-o ordine precisă *NNEL*, constituie condițiile de legătură necesare și suficiente pentru reconstituirea domeniului Ω, în funcție de elementele discretizării. Descrierea completă a domeniului se va face furnizînd programul de generare a matricei $[M]$ următoarele informații :
lista coordonatelor tuturor nodurilor rețelei de discretizare *XY*,
— lista elementelor vecine fiecărui nod *NELVE*,
— lista ordonată a nodurilor ce delimitează fiecare element *NNEL*,
— lista proprietăților magnetice μ și a încărcării electromagnetice J pentru fiecare element.

2.3. Reguli de triangularizare manuală

Discretizarea domeniului Ω poate fi făcută automat sau manual. Programele de discretizare automată costă mult și reclamă un necesar de memorie accesibil numai sistemelor puternice cu o memorie centrală, practic nelimitată. În [3] se prezintă programul *DELTA*, care numai pentru comanda de triangularizare are nevoie de un spațiu-memorie de 256,672 ko, fără terminal grafic și 281,8 ko, cu terminal grafic.

Discretizarea manuală este ieftină și în concordanță cu dorința utilizatorului, însă cere îndemînare și o mare cantitate de muncă pentru listarea topologiei și verificarea datelor de intrare.

Desenul domeniului Ω trebuie executat la o scară convenabilă, astfel ca eroarea de citire să fie minimă. Se va ține cont de faptul că eroarea absolută ε_{abs} a citirii cu ochiul echipat cu o lupă de grosisment mediu este de aproximativ 0,1 ÷ 0,2 mm, în funcție de cititor și experiență. În timpul desenării rețelei de discretizare se va ține cont de regulile de mai sus :

1. Nici un element nu va fi străbătut de o frontieră internă a domeniului Ω, deoarece nu se poate asigura $\mu = ct$ și $J = ct$ pe întreaga suprafață, cum s-a postulat anterior.
2. Se vor evita situațiile interzise, ilustrate în figura 4.

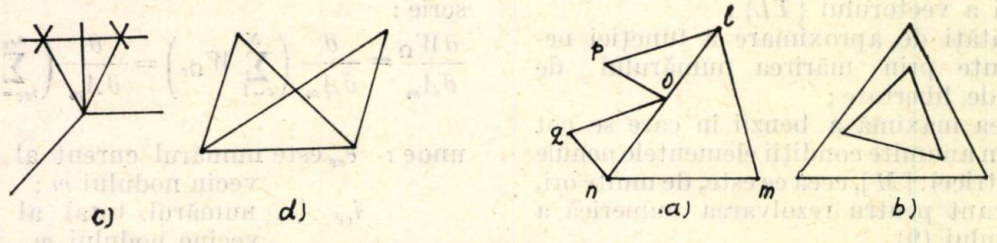


Fig. 4. Situații nepermise în triangularizare.

3. Se va limita numărul elementelor vecine unui nod la maximum 8 — 10 triunghiuri. Valoarea optimă a unghiurilor triunghiului este situată între $\pi/3$ și $\pi/2$ [4].
4. Se caută ca numărul nodurilor situate pe paralele la o anumită direcție să fie pe cît posibil constant, pentru a asigura o lățime a benzii matricei $[M]$ pe cît posibil constantă și redusă.
5. În zonele de gradient mare al funcției $A(x, y)$, dimensiunile geometrice ale triunghiurilor vor fi mai mici decît în restul zonelor, pentru a introduce erori datorate funcției de aproximare.
6. Se va evita orice „dezordine locală", provenită din schimbarea bruscă a direcțiilor, după care se vor genera laturile triunghiurilor în zonele vecine (fig. 7*d*) deoarece aceste „dezordini" se traduc prin creșterea lățimii benzii LB a matricei $[M]$.

2.3.1. Numerotarea nodurilor și a elementelor

Fie segmentul de discretizare, redat în figura 3, și fie cerută generarea liniei corespunzătoare nodului 9 în matricea $[M]$. Fără a detalia calculul coeficienților dați în relațiile (12) ÷ (14) se va arăta, în tabelul 1, cum se aplică „ordinea locală" *ijk* a fiecărui element și ce loc ocupă coeficienții nenuli în linia a 9-a a matricei.

Se remarcă următoarele :

— numărul elementelor nenule ale liniei i este egal cu numărul vîrfurilor poligonului format de cele n_{ev} elemente vecine nodului i plus 1 ;

— locul acestor elemente nenule este dat de numărul de ordine al nodurilor din vîrfurile poligonului ;

— la o numerotare potrivit făcută, elementele nenule ale matricei $[M]$ se pot situa într-o bandă plasată în jurul diagonalei principale, ca în figura 5 a.

Asigurarea formei bandă ușurează considerabil stocarea elementelor matricei $[M]$ în vederea rezolvării sistemului (9). Dacă se speculează faptul că matricea $[M]$ este simetrică pentru un domeniu izotrop, se poate stoca o semibandă (dreaptă sau stîngă) în memorie.

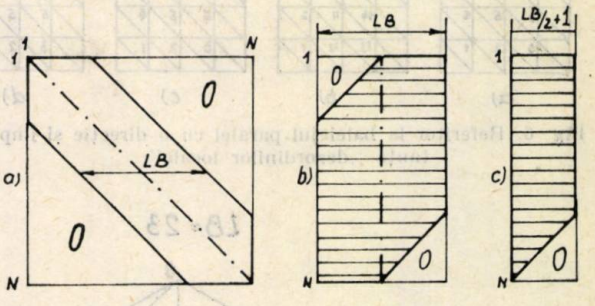


Fig. 5. Referitor la forma bandă a matricei M și stocarea ei în memorie.

Dacă numerotarea nodurilor este judicios făcută, lățimea benzii nu depășește 1/20 ÷ 1/10 din talia matricei [1]. În numerotarea nodurilor trebuie respectate următoarele reguli :

a. Baleiajul rețelei de discretizare se va face pe direcții paralele cu direcția după care numărul nodurilor întîlnite este minim.

b. Baleiajul trebuie făcut întotdeauna în același sens.

c. Principiul numărului minim de noduri întîlnite poate să fie sacrificat dacă sîntem obligați să revenim printr-o zonă în care s-a făcut numerotarea. Figura 7 este convingătoare în acest sens.

d. Orice "dezordine locală" în modul de creare a elementelor se traduce printr-o creștere a lățimii benzii. Figura 6*d* o demonstrează.

De obicei este bine să se verifice lățimea benzii după numerotare. Dacă în anumite puncte sînt abateri mari de la valoarea medie, se va reface triangularizarea și numerotarea.

Tabelul 1

Nr. el.	ordinea locală			coloanele liniei $i = 9$													
	i	j	k	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
e_1	9	4	5				M_4	M_5				M_9					
e_2	9	5	10					M_5				M_9	M_{10}				
e_3	9	10	13									M_9	M_{10}			M_{13}	
e_4	9	13	12									M_9			M_{12}	M_{13}	
e_5	9	12	8								M_8	M_9			M_{12}		
e_6	9	8	4				M_4				M_8	M_9					
Linia	9			0	0	0	M_4	M_5	0	0	M_8	M_9	M_{10}	0	M_{12}	M_{13}	0

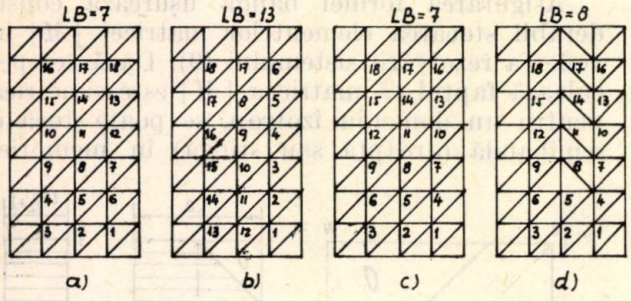


Fig. 6. Referitor la baleiajul paralel cu o direcție și importanța „dezordinilor locale".

Modul produsului vectorial poate fi utilizat ca test pentru depistarea unor erori grosolane în lista XY. De obicei se introduce, în programul de verificare, valoarea cea mai mică și cea mai mare a suprafețelor elementare de pe desen pentru a servi comparației cu valoarea rezultată prin prelucrarea datelor furnizate de lista XY.

Verificarea listei coordonatelor în acest mod nu este însă satisfăcătoare. Ea trebuie completată cu desenul executat de ordinator la un terminal-trasor pe baza listei XY. Compararea acestui desen cu originalul poate da corectitudinea corectitudinii listei de coordonare. Metoda este semnalată și în [5].

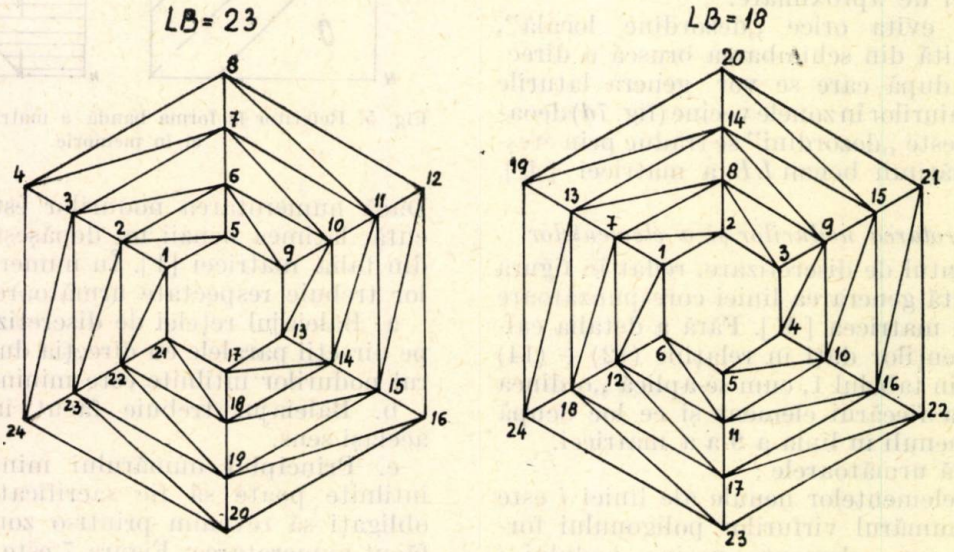


Fig. 7. Referitor la principiul de a nu reveni într-o zonă numerotată.

Numerotarea elementelor se poate face teoretic în orice ordine. Este însă preferată numerotarea grupată a elementelor situate în fier ($\mu = \mu_{Fe}$; $J = 0$), urmată de numerotarea tuturor elementelor străbătute de curent ($\mu = \mu_0$; $J \neq 0$) și, în final, elementele situate în aer ($\mu = \mu_0$; $J = 0$). Se ușurează scrierea programului.

2. Verificarea topologiei discretizării

3.1. Verificarea listei de coordonate XY și a ordinei în lista nodurilor ce definesc elementele, NNEL

Adoptînd „ordinea locală" *ijk* se poate verifica lista *NNEL* prin produsul vectorial, efectuat în figura 8. Semnul său trebuie să fie mereu același, pentru toate elementele.

3.2. Verificarea listei elementelor vecine NELVE și a listei nodurilor ce definesc elementele NNEL

Verificarea ordinii în lista *NNEL* nu este suficientă. Privind figura 3 și presupunînd în lista *NNEL* pentru elementul e_5 o eroare tradusă prin valorile $m = 12$, $n = 7$, $l = 9$, semnul produsului vectorial rezultă corect, ca pentru $m = 12$, $n = 8$, $l = 9$, iar suprafața triunghiului eronat 12, 7, 9 nu este sesizată.

De aceea, trebuie făcute verificări simultane ale listelor *NELVE* și *NNEL*. Se fac două verificări după algoritmele de mai jos:

— *început* subprogram *TEST NELVE*

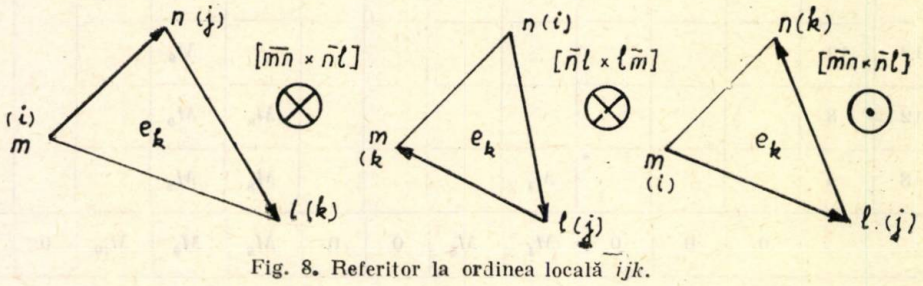


Fig. 8. Referitor la ordinea locală *ijk*.

— *buclă* 1 *pentru* $i = 1$, N, *pas* 1
— *citeşte* cele n_{ev} elemente vecine nodului i şi *depune-le* în lista *NPRØV*
— *buclă* 2 *pentru* $k = 1$, n_{ev}, *pas 1*
— *citeşte* pentru *NPRØV* (k) nodurile ce-l definesc din lista *NNEL* şi *depune-le* în lista *NØD*,
— *asignează* variabilei *TEST* valoare zero,
— *buclă* 3 *pentru* 1 = 1,3, *pas* 1,
— *dacă* (i = *NØD* (1)) *atunci* *TEST* ← 1,
altminteri continuă :
sfîrşit buclă 3,
— *dacă* (*TEST* = 0) *atunci* tipăreşte mesajul „nodul i nu este vecin elementului *NPRØV*(k)".
altminteri continuă :
— *sfîrşit buclă* 2
— *sfîrşit buclă* 1
— *sfîrşit* subprogram *TEST NELVE*
— *început* subprogram *TEST NNEL*
— *buclă* 1 *pentru* $i = 1$, *NET*, *pas* 1
— *citeşte* numerele de ordine ale nodurilor elementului i şi *depune-le* în lista *NØD*,
— *buclă* 2 *pentru* $k = 1$, 3, *pas* 1,
— *citeşte* pentru *NØD* (k) elementele vecine din *NELVE* şi *depune*-le în lista *NPRØV*,
— *asignează* variabilei *TEST* valoarea zero
— *buclă* 3 *pentru* 1 = 1, n_{ev}, *pas* 1,
dacă (i = *NPRØV*(1)) *atunci* *TEST*———1
altminteri continuă :
— *sfîrşit buclă* 3,
— *dacă* (*TEST* = 0) *atunci* tipăreşte mesajul „elementul i nu se poate defini cu *NØD* (k)",
altminteri continuă :
— *sfîrşit buclă 2*
— *sfîrşit buclă 1*
— *sfîrşit* subprogram *TEST NNEL.*

Programul de verificare trebuie să includă ambele subprograme, deoarece există erori ce nu se pot depista cu un singur subprogram. Figura 9 demonstrează acest lucru. În dreptul liniilor eronate din listele *NNEL* şi *NELVE* a fost pus cîte un asterisc. Făcînd proba pentru liniile marcate ne putem convinge că un singur subprogram nu depistează ambele erori.

3. Influenţa discretizării domeniului Ω asupra metodelor de rezolvare numerică a sistemului (9)

Matricea [M], generată conform principiilor expuse anterior, are următoarele proprietăţi :
— elementul diagonal $m_{ii} > 0$, indiferent de forma triunghiului, aşa cum se poate verifica din (12) ;
— este prost condiţionată, deoarece elementele diagonalei m_{ii}, corespunzătoare punctelor situate în aer (μ_0), sînt mai mari decît cele corespunzătoare nodurilor situate în fier (μ_{Fe}) în raportul μ_{Fe}/μ_0 ;
— indiferent de forma triunghiurilor ce înconjoară un nod oarecare i, pentru linia i a matricei [M] există relaţia :

$$m_{ii} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{ND} m_{ij} = 0. \qquad (15)$$

Metodele directe de rezolvare a sistemului (9), (eliminare Gauss, Jordan, Choleski, ortogonalizare matrice [M] etc.) dau soluţii afectate de erori cu atît mai mari, cu cît matricea [M] este mai prost condiţionată. Dacă toţi coeficienţii m_{ij} sînt negativi :

$$|m_{ii}| = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{ND} |m_{ij}|. \qquad (16)$$

Se poate arăta că pentru un element de discretizare triunghiular, e, definit ca în figura 10, coeficienţii m_{ij} au expresiile :

$$m_{ij} = -\frac{1}{2\mu_e \Delta'} ab \cos(\sphericalangle(a, b)) \qquad (17)$$

unde a şi b sînt două laturi ale elementului e.

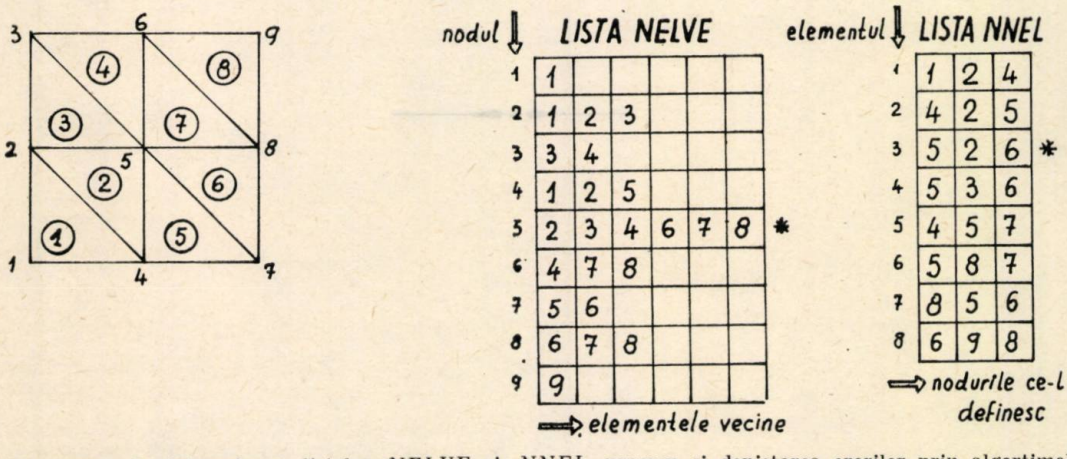


Fig. 9. Modul concret de întocmire a listelor *NELVE* şi *NNEL*, precum şi depistarea erorilor prin algortimele propuse.

Dacă unghiurile β_m ale triunghiului:

$$\beta_m \leq \frac{\pi}{2}, \quad m = i, j, k, \tag{18}$$

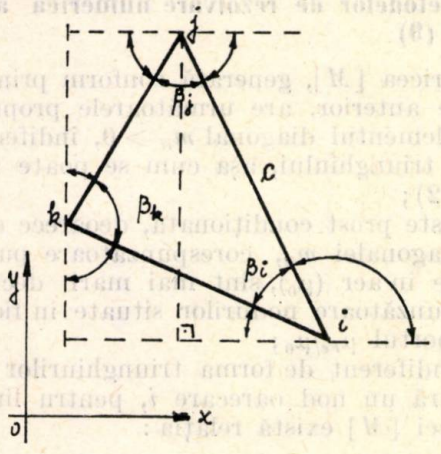


Fig. 10. Referitor la condiționarea semnului termenilor extradiagonali de către valorile unghiurilor.

relația (16) este adevărată.

A rezolva sistemul (9) iterativ înseamnă a găsi în iterația $n+1$ o soluție ameliorată, pornind de la soluția din iterația n, după schema:

$$\{A\}^{n+1} = [K] \cdot \{A\}^n + \{Y\}. \tag{19}$$

Matricea $[K]$ și vectorul $\{Y\}$ se exprimă cu ajutorul lui $[M]$ și $\{TL\}$.

Pentru o matrice $[M]$ de diagonală dominantă:

$$|m_{ii}| \geqslant \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{ND} |m_{ij}|, \tag{20}$$

raza spectrală $\rho(k)$ a matricei $[K]$ este:

$$\rho(k) < 1, \tag{21}$$

ceea ce asigură convergența schemei iterative ilustrată prin (19).

Deci, dacă se intenționează să se utilizeze un procedeu iterativ de rezolvare a sistemului (9) trebuie să se facă o astfel de triangularizare, încît pentru fiecare element să fie îndeplinită relația (18), chiar dacă se sacrifică lățimea minimă a benzii LB.

4. Concluzii

S-au dat regulile de executare a unei discretizări corecte a domeniului Ω, formulînd condițiile de descriere a topologiei discretizării.

Prin algoritmele originale prezentate, se fac verificarea acestei topologii.

Se dau cîteva sugestii pentru cazul în care se urmărește o rezolvare prin procedee iterative a sistemului (9).

Bibliografie

[1] *Zienkiewicz, O. C.* La méthode des éléments finis. Ediscience, Paris, 1973.

[2] *Rafinejad, P.* Adaptation de la méthode des éléments finis à la modelisation des systemes élèctromecaniques de conversion d'énergie. Dissertation, Grenoble, janv., 1977.

[3] *Alain, P.* Écriture d'un code d'éléments finis. Papier presenté aux journées „Eléments finis". Rennes, 2—3 mai 1975.

[4] *Glovinski, R., Marrocco, A.* Étude numérique du champ magnetique dans un alternateur tetrapolaire par la méthode des éléments finis. Computing Engineering Part. 1. Int. Symp. Versailles 17—21 dec. 1973, Springer Verlag.

[5] *Ciarelet, P. G.* Sur l'élément de Clough et Tocher. În: Revue Française d'Automatique, Informatique et Recherche Operationnelle, Serie rouge (Analyse numérique) 8e année no. août p. 19—29.

[6] *Costache, Gh., Slănină, M., Della-Giacomo, Er.* Finite element method used to some axisymmetrical insulation problems. În: Rev. Roum. Sc. Techn. Electrotechnique et Energétique. **20**, 4, p. 475—481 București, 1975.

[7] *Costache, Gh., Della-Giacomo, Er., Slănină, M.* Metoda elementelor finite aplicată la probleme laplaciene plan-paralele. În: E.E.A. — Electrotehnica **24**, nr. 2, 1976, p. 62—66.

CZ 621.327.312

LĂMPI CU VAPORI DE MERCUR
ÎNALTĂ PRESIUNE
HALOGENURI METALICE

Progrese în producţia de lămpi cu descărcări în gaze de înaltă presiune. Lămpi cu vapori de mercur de înaltă presiune cu halogenuri metalice

CONSTANTIN IVANOVICI, GEORGE MĂCRIN * — BUCUREŞTI

Generalităţi

Lămpile cu vapori de mercur de înaltă presiune cu balon exterior cu luminofor, simbolizate în R.S.R. *LVF*, sînt pe piaţa mondială de 30 de ani. Ele au făcut obiectul a numeroase cercetări fără a se putea realiza progrese remarcabile.

Aceste lămpi au o eficacitate luminoasă relativ ridicată, dar un indice de redare a culorilor IRC relativ scăzut. De aceea au utilizări limitate, îndeosebi, la iluminatul exterior şi cel al halelor industriale înalte, unde redarea culorilor nu joacă un rol important. O îmbunătăţire a eficacităţii luminoase a putut fi realizată prin folosirea unui luminofor cu ytriu activat cu europiu, obţinîndu-se o creştere a eficacităţii luminoase cu circa 15—20%. Cercetările s-au îndreptat atît pentru înţelegerea mai bună a proceselor ce au loc în tubul de descărcare, cît şi pentru îmbunătăţirea proceselor tehnologice. Astfel prin reducerea conţinutului de impurităţi în gazele de umplere şi prin îmbunătăţirea emiterilor s-au putut ridica duratele medii de viaţă a lămpilor pînă la 8 000—12 000 ore.

Teoretic se prevede posibilitatea unei îmbunătăţiri substanţiale a caracteristicilor luminoase a lămpilor cu vapori de mercur de înaltă presiune prin folosirea unui amestec de mercur cu alţi vapori metalici care să aibă o emisie mai bună în vizibil decît mercurul.

Folosirea altor vapori metalici decît mercurul prezintă însă mari dificultăţi deoarece au presiuni de vapori mult mai reduse, creînd temperaturi de regim mai ridicate şi pentru că vaporii metalici sînt mult mai agresivi decît vaporii de mercur pentru sticla de cuarţ şi electrozii arzătorului de cuarţ. Problema nu a putut fi rezolvată decît după ce metalele respective au fost introduse în tubul de descărcare sub formă de halogeni.

S-au folosit, în ordinea agresivităţii lor, mai întîi iodurile cele mai puţin agresive, apoi bromurile şi clorurile. Datorită agresivităţii mari fluorescente, însă, nu au putut fi folosite corespunzător.

Astfel, au apărut lămpile cu vapori de mercur şi halogenuri metalice cu caracteristici luminoase mult îmbunătăţite.

Pentru înţelegerea proceselor ce au loc în tuburile de descărcare a lămpilor cu halogenuri metalice este necesar să se facă mai întîi o privire generală asupra descărcărilor în arc electric [1].

1. Procesele ce au loc în tuburile de descărcare ale lămpilor cu descărcări în gaze

Puterea luminoasă emisă de un tub de descărcare este eficace numai în regim de descărcare în arc şi are un maxim la joasă presiune, care la descărcarea în vapori de mercur este la o presiune de circa 5×10^{-3} torr. La această presiune, corespunzînd descărcărilor în arc la lămpile tubulare fluorescente de joasă presiune (LFA), există condiţiile optime pentru emisia luminoasă prin liniile de rezonanţă ale mercurului (184,9 mm şi 253,5 mm).

Radiaţia, datorită numărului redus de atomi de mercur pe unitatea de volum, este aproape în întregime emisă în exterior. Întrucît liniile de rezonanţă se găsesc în ultraviolet este necesar a se folosi tuburi cu luminofori care transformă radiaţia UV în radiaţie vizibilă. Densitatea curentului descărcării la joasă presiune este de valoare redusă, puterea radiată pe unitatea de lungime este de asemenea redusă. Astfel, pentru a obţine lămpi de puteri mai ridicate sînt necesare tuburi de descărcare de secţiune şi lungime mai mare. Cu creşterea presiunii, o parte tot mai mare din radiaţia de rezonanţă emisă este absorbită de către atomii de mercur astfel că lumina emisă în afara descărcării scade, ajungînd la un minim, după care începe a creşte din nou cu presiune.

Temperatura în tubul de descărcare creşte, întrucît o cantitate tot mai mare de energie este absorbită sub formă de căldură. Încep a se emite şi alte linii în afara liniilor de rezonanţă din care o parte în vizibil şi infraroşu. Astfel, cu creşterea presiunii şi a densităţii curentului de descărcare creşte şi fluxul energetic emis, dar eficacitatea luminoasă a descărcării este relativ mai scăzută decît a lămpilor de joasă presiune, deoarece o mare parte din

* Ing. *Ivanovici, C.* este cercetător ştiinţific, iar *Măcrin, G.* fizician la ICPE — Bucureşti.

fluxul radiant emis este în infraroşu (IR). Densitatea de curent, puterea absorbită şi cea radiată pe unitatea de lungime a tubului de descărcare cresc cu presiunea, astfel că dimensiunile tubului de descărcare se reduc foarte mult, în raport cu cele ale lămpilor de joasă presiune.

Emisia de lumină la lămpile cu descărcare în arc are loc, practic, în coloana pozitivă prin următoarele procese : mai întîi, electronii liberi sînt accelerați de cîmp. Ei se ciocnesc cu atomii şi moleculele aflați în spațiul de descărcare. Sub o anumită valoare şocul este clasic, astfel că, atomii şi moleculele nu sînt excitate, creşte însă viteza lor şi cu aceasta şi temperatura gazului de umplere şi, ca urmare, la lămpile cu mercur creşte şi presiunea vaporilor de mercur.

Peste o anumită valoare a energiei electronilor şocurile devin neelastice. După şoc energia particulelor lovite creşte atît de mult, încît aceasta trece în stare excitată sau ionizată. Unul sau mai mulți electroni periferici ai atomilor respectivi trec de pe nivelul energetic de bază *1* pe nivelul energetic imediat superior *2*, dar un timp foarte scurt (circa 10 s) se reîntorc de pe nivelul *2* pe nivelul *1* cu emisia unui foton de lumină $h\nu$.

Prin ionizare electronul periferic este alungat de pe orbita atomului în afara acestuia. Ionul produs poate capta un electron neutralizîndu-se şi, în acest caz, el se reîntoarce în starea de bază sau în stare intermediară cu emisia unui foton. În descărcarea de joasă presiune numărul de şocuri este relativ redus, astfel că electronii pot căpăta viteze relativ foarte mari, iar atomii ionizați se recombină, de regulă, cînd ajung pe pereții tubului de descărcare. În descărcarea de înaltă presiune numărul de şocuri este foarte mare, drumul mediu liber între şocuri este foarte scurt, astfel că, ionii se recombină în spațiul de descărcare. Electronii nu mai pot lua viteze mai mari decît cele ale atomilor, respectiv ionilor, ei pierzînd viteza datorită numărului mare de şocuri.

În toate lămpile cu vapori metalici se introduce, pe lîngă metal, un gaz tampon, de regulă argon, la o presiune de cîțiva torri.

Gazul tampon îndeplineşte mai multe funcții importante. *În primul rînd* presiunea vaporilor metalici este la început atît de mică, încît nu poate avea loc nici o descărcare. Descărcarea (aprinderea) are loc mai întîi în gazul tampon. Întrucît potențialul de excitare a organului este relativ ridicat (11,5 V pentru primul nivel şi 12,7 V pe al doilea nivel de excitare, iar potențialul necesar pentru prima ionizare este de 15,7 V) şocurile electronilor cu atomii de Ar sînt, de regulă, elastice, ducînd la creşterea vitezei atomilor şi cu aceasta a temperaturii în spațiul de descărcare.

Cu creşterea temperaturii creşte şi presiunea parțială a vaporilor metalici, pînă la temperatura necesară de trecere a descărcării de la Ar la metal. Astfel, gazul tampon are la lămpile cu vapori de mercur o funcție de amorsare a descărcării în arc cu vapori de mercur.

Desigur, la lămpile cu mercur de înaltă presiune va fi necesar un timp mai îndelungat de intrare în regim decît la cele de joasă presiune. *În al doilea rînd*, gazul tampon limitează mobilitatea electronilor.

Presiunea gazului tampon se alege suficient de mare pentru a menține electronii cît mai mult în spațiul de descărcare, pentru ca prin şocuri elastice să transmită cît mai multă energie atomilor de gaz din tubul de descărcare. Pe de o parte, energia cinetică a electronilor $mV^2/2$, ce poate fi transmisă printr-un şoc, este foarte mică şi pentru a mări viteza, respectiv pentru a excita atomii, este nevoie de un număr foarte mare de şocuri, creşterea energiei atomilor putînd avea loc numai în trepte. Pe de altă parte prin intermediul gazului tampon curentul de descărcare se limitează la valori admisibile. *În al treilea rînd*, energia de excitație a gazului tampon fiind mult mai mare decît a vaporilor metalici (4,86 V pentru primul nivel de excitație la Hg, 6,67 V pentru al doilea nivel şi 10,44 pentru primul nivel de ionizare) după aprinderea descărcării în arc de vapori metalici, şocurile cu atomii de gaz inert rămîn virtual elastice, contribuind la încălzirea lămpii. Astfel, gazul tampon are o contribuție esențială în balanța de căldură a lămpii.

La lămpile cu halogenuri metalice, la care metalul are potențiale de excitație mai mici decît ale Hg (ex. pentru Na 2,12 V şi 3,74 V potențiale de excitație şi 4,34 V potențial de ionizare), mercurul are şi rolul de gaz tampon.

Precum se vede, viteza medie a electronilor, respectiv temperatura medie a acestora Te, comparată cu temperatura medie a particulelor din gazul de descărcare Tg este o caracteristică importantă a descărcării.

Față de cele arătate, descărcările în arc ale lămpilor cu descărcări în vapori metalici au fost împărțite în trei grupe principale :

— lămpi de joasă presiune (0,050—0,75 torri), lămpi de înaltă presiune (750—7 500 torri, respectiv 1—10 at) şi lămpi de foarte înaltă presiune (peste 7 500 torri, respectiv 10 at). În tabelul 1 se dau caracteristicile principale ale descărcărilor pe aceste grupe *2*, cu următoarele observații : — limitele pentru presiunea în regim a gazului de descărcare sînt informative. Astfel, există lămpi de joasă presiune cu presiuni în regim sub 0,06 torri, presiunea totală (Na + Xe + Hg) a lămpilor cu vapori de sodiu de înaltă presiune, cu presiuni de regim între 610 şi 1 150 torri. Există lămpi de foarte înaltă presiune cu presiuni de regim de circa 200 at ;

— dependența remarcabilă între presiunea de regim, puterea consumată şi cea radiată, pe

Tabelul 1

Grupa de descărcări	Joasă presiune	Înaltă presiune	Foarte înaltă presiune
Presiunea în regim, torri	0,005—0,75	750—7 500	7 500—75 000
Densitatea curentului, A/cm²	0,1—2	5—50	100— 2 000
Puterea consumată, W/cm	03,—3	50—200	1 000— 8 000
Puterea radiată /cm, W/cm	0,2—2	20—100	400—4 000
Densitate de electroni ne, cm^{-3}	$10^{12}-5\times10^{13}$	$5\times10^{14}-5\times10$	$5\times10^{16}-10^{18}$
Temperatura gazului *Tg*, K	400—1 000	4 000—7 000	5 000—9 000
Temperatura electronilor, K	7 000—20 000	4 000—7 000	5 000—9 000
Gradul de ionizare	$10^{-4}-10^{-1}$		

unitatea de lungime de tub, precum şi a densităţii curentului A/cm^2;

— în timp ce la lămpile de joasă presiune diferenţa $Te - Tg$ este foarte mare, la lămpile de înaltă şi foarte înaltă presiune cele două temperaturi sînt practic egale.

Procesele care au loc în lămpile cu descărcare în gaze sînt mult mai complexe decît s-a arătat mai sus. Pentru studiul lor se obişnuieşte a se concepe modele mai simple, care să reflecte cît mai mult procesele reale. Astfel de modele se acceptă, în general, pe cele trei grupe de lămpi arătate în tabelul 1, dar cu precizări pe tipuri de lămpi (spre ex. unul va fi modelul pentru lămpile cu descărcare în vapori de sodiu de înaltă presiune şi altul pentru cele cu vapori de mercur cu halogenuri metalice). Calculele teoretice, care se fac pe baza modelului, se verifică practic prin măsurarea diferitelor valori, după care se îmbunătăţeşte, eventual, modelul. Parametrii principali care se măsoară sînt : intensitatea cîmpului electric, concentraţia, temperatura şi distribuţia vitezei electronilor, concentraţia diferitelor feluri de particule ce apar în descărcare (molecule, atomi în starea de bază, excitaţi sau ionizaţi), distribuţia spectrală a radiaţiei emise.

Diferitele cantităţi se măsoară în funcţie de locul în tubul de descărcare şi de timp.

Metodele de măsurare a diferitelor caracteristici ale descărcărilor sînt cele practicate curent şi expuse în literatura de specialitate [3]. O metodă nouă privind măsurători asupra difuziei luminii emise de plasmă pare a duce la rezultate promiţătoare [4]

2. Modele pentru descărcările la înaltă presiune în vapori de Hg şi halogenuri metalice

Descărcările în gaze de înaltă presiune au o teorie relativ simplă [5]. Se consideră că aproape toate schimburile de energie ce au loc n descărcare (energie cinetică, de disociaţie, de excitaţie şi de ionizare) se fac prin şocuri. Aceasta se explică prin marea densitate a particulelor din tubul de descărcare. Ca urmare, se acceptă existenţa echilibrului local (ETL) ca fiind predominant în descărcare. Se acordă fiecărui volum elementar o temperatură T, care determină : distribuţia vitezei tuturor felurilor de particule, numărul de particule (electroni, atomi în diferite stări de excitaţie şi ioni), iar la lămpile cu halogenuri metalice şi felul şi direcţia reacţiilor chimice [6].

Temperatura T (K) se determină în funcţie de distanţa r de la axa tubului de descărcare.

Funcţia $T(r)$ se poate determina şi din ecuaţia balanţei de energie [2, 6].

Ecuaţia balanţei de energie trebuie să conţină următorii termeni :

— energia consumată, care se scrie sub forma σE^2, unde σ este conductibilitatea electrică a gazului de descărcare, E este intensitatea cîmpului electric ;

— energia disipată prin conductibilitate termică :
div $(-K \text{ grad } T)$ unde k este conductibilitatea termică în $T(K)$ temperatura gazului ;

— energia disipată sub formă de radiaţie $(U(T)$;

— în cazul lămpilor cu halogen metalice este necesar un termen care să exprime procesele de transport energetic prin difuzie. Moleculele de halogenuri difuzează, spre axa descărcării, unde parţial se descompun în atomi, care sînt excitaţi sau ionizaţi şi difuzează înapoi spre peretele tubului, transportînd o mare parte din energia de excitaţie sau ionizare în părţile mai reci ale descărcării. Întrucît această energie poate fi importantă se formează un termen de forma $\text{div}\Sigma j_D\, Ui$, unde, j_D este densitatea curentului de difuzie, iar Ui energia de excitaţie, ionizare sau disociere a particulelor de felul i.

Pentru tuburile de descărcare a lămpilor în regim constant ecuaţia balanţei de energie capătă forma :

$$\sigma E^2 = \text{div}(-k \text{ grad } T) + U(T) + \text{div} \sum j_D \cdot ni. \quad (1)$$

Pentru a rezolva această ecuaţie trebuie cunoscute condiţiile de limită, σ, K şi coeficienţii de difuzie influenţaţi de variaţia de temperatură.

Foarte mari dificultăţi prezintă determinarea termenului $U(T)$. Dacă n_2 este numărul de particule care emit energia radiantă, prin trecere de pe nivelul energetic *2* pe nivelul energetic *1*, într-o plasmă optic subţire (în care nu se absorb fotoni), fiecare foton $h\nu$ emis este eliberat din plasmă. Energia totală emisă va fi : $U(T) = A21\, n2\, h\nu\, 2$, unde $A21$ este coeficientul Einstein al emisiei spontane.

La lămpile cu descărcări în gaze de înaltă presiune, însă nu este o plasmă optic subţire, ci, dimpotrivă, o plasmă optic densă, în care cea mai mare parte din fotonii emişi sînt reabsorbiţi, astfel că, energia emisă efectiv de lampă reprezintă o diferenţă de mică valoare dintre doi termeni de mare valoare : energia totală emisă şi energia totală reabsorbită.

Între toate părţile plasmei există interacţiuni continue, prin transport radiativ. În fine, distribuţia puterii emise este sensibilă la forma exactă a liniei spectrale şi la probabilitatea de absorbţie a fotonilor. Temperatura T depinzînd de r distribuţia va fi cilindrie simetrică faţă de axă, pentru toţi parametrii care vor fi constanţi pe direcţii paralele cu axa de descărcare.

La lămpile cu halogenuri metalice se întîmpină dificultăţi şi în această privinţă, deoarece, s-au observat abateri de la constanta prelinînată la lămpile care funcţionează în poziţie verticală, ca urmare a convecţiei ce poate avea loc în descărcare şi a difuziei, procese ce au fost considerate în modelul preliminat [6].

3. Caracteristicile luminoase ale lămpilor cu descărcare de înaltă presiune cu halogenuri metalice

Cele mai importante caracteristici luminoase a lămpilor cu descărcare sînt : eficacitatea luminoasă η, temperatura de culoare Tc şi indicele de redarea culorilor IRC. Prin temperatura de culoare se înţelege temperatura pe care ar avea-o corpul negru, care ar emite o lumină de aceeaşi nuanţă de culoare cu lampa cu descărcare considerată. Indicele de redare a culorilor IRC are, prin definiţie, valoare 100 pentru lumina zilei. El se consideră cu atît mai bun, cu cît are valori mai apropiate de 100.

Lămpile LVF au IRC de circa 45. La lămpile cu halogenuri metalice s-a îmbunătăţit IRC, ajungînd la valori între 65 şi 95. În tabelul 2 se dau caracteristicile luminoase principale ale lămpilor cu halogenuri metalice, în raport cu lămpile LVF.

Tabelul 2

Tipul lămpii	Gaze de umplere	η lm/W	Tc K	IRC	Spectrul
Lampa LVF Philips HPLN	HG	55	4 000	45	fig. 1a
Lampa cu ioduri metalice (Philips HPI)	Na I, TI I, In, I Hg	85	4 000 sau 6 000	65	fig. 1b
Lampă cu iodură de disprosiu	TI I, Dy I3 Hg	75	6 000	85	fig. 1c
Lampă cu halogenuri de staniu	SnI, SnI $SnCl_2$ Li sau Ir, Hg	60—70	7 000—6 000	90—59	fig. 1d

Pentru a stabili o utilizare cît mai corectă a lămpilor este necesar a se cunoaşte şi distribuţia spectrală a radiaţiei emise de acestea. În figura 1 se dau spectrele celor mai importante grupe de lămpi cu ioduri metalice, în comparaţie cu lampa fluorescentă cu valori de mercur de înaltă presiune (LVF Philips HPLN). Sub aspectul spectrului lămpile cu ioduri metalice pot fi împărţite în 3 grupe :

a. Lămpi care emit un spectru compus din 3 linii principale, distribuite convenabil în spectru, cum sînt liniile caracteristice ale sodiului, taliului şi a indiului, alese astfel ca eficacitatea luminoasă şi indicele de redare a culorilor să fie superiori celor ai lămpii LVF.

b. Lămpi care emit un mare număr de linii, distribuite mai mult sau mai puţin uniform în spectru. În această categorie intră lămpile cu iodură de indiu şi iodură de dysprosiu, sau altele.

c. Lămpi care emit îndeosebi un spectru continuu, datorat radiaţiei moleculare. În această grupă intră lămpile cu iodură de staniu şi clorură de staniu, la care se adaugă clorura de litiu sau indiu, sau ambele împreună. Sînt lămpile denumite „lămpi cu staniu" şi prezintă cel mai ridicat indice de valoare a culorilor (90—95). Din tabelul 2 se observă că între caracteristicile lămpilor cu ioduri metalice, eficacitatea luminoasă şi indicele de redarea culorilor există o relaţie astfel că la creşterea η scade IRC şi invers. De aceea, în utilizarea lămpilor se va ţine seama de prioritatea care trebuie acordată la locul de folosire a lămpilor între cele 2 caracteristici.

Dacă se impun iluminări puternice, iar IRT este pe al doilea plan, se vor alege lămpi din prima grupă, dacă se pretinde un indice de redare a culorilor cît mai înalt (spre exemplu în expoziţii), se vor alege lămpi din grupa a III-a.

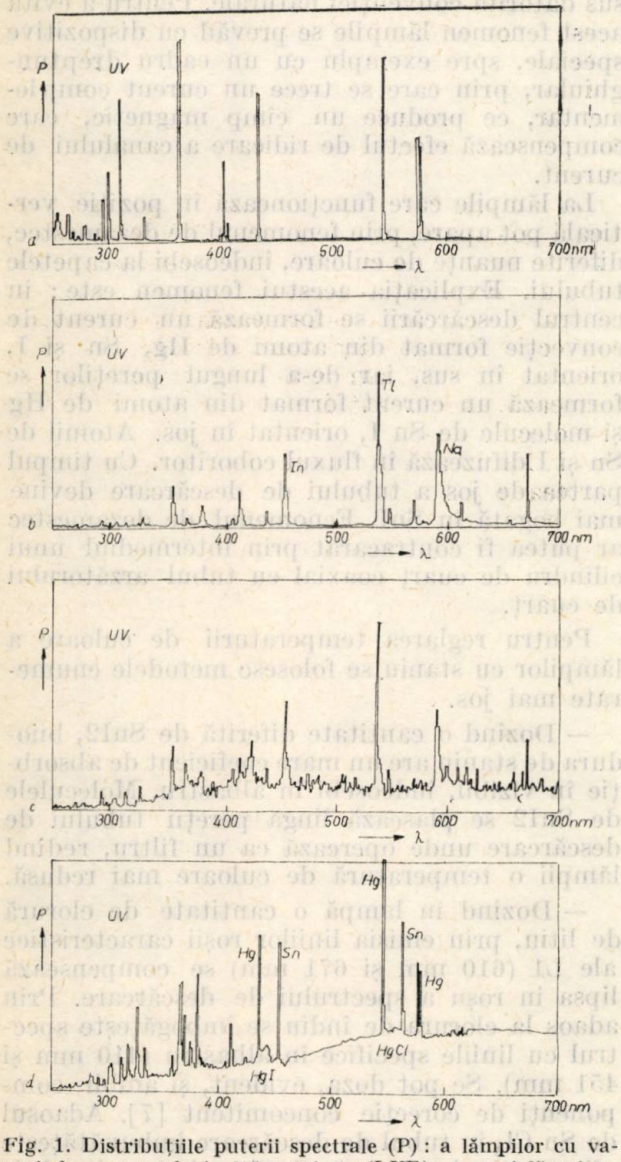


Fig. 1. Distribuțiile puterii spectrale (P): a lămpilor cu vapori de mercur de înaltă presiune (LVR); a unei lămpi cu ioduri de In, Tl și Na (Philips HPI); a unei lămpi cu ioduri de dysprosium și taliu; a unei lămpi cu halogenuri de staniu, toate de 400 W.

4. Caracteristici speciale ale lămpilor cu staniu

Pentru calcule și înțelegerea proceselor ce au loc în lămpile cu staniu s-a acceptat un model de descărcare simplificat, conținînd numai iodură de staniu cu toți componenții derivați, fără componenții provenind din ScC12 existenți și ei în lampa cu staniu propriu-zisă. În acest model vor intra deci: molecule de Sn1, I2 și Sn2, atomii de Sn și 1, ionii Sn^+ și I^- și electronii e^-.

Toate aceste particule interacționează continuu. În figura 2 se arată compoziția plasmei acestui model funcție de depărtarea de la axa tubului de descărcare r.

Distribuția temperaturii într-o descărcare de acest model, corespunzînd cu cea reală din

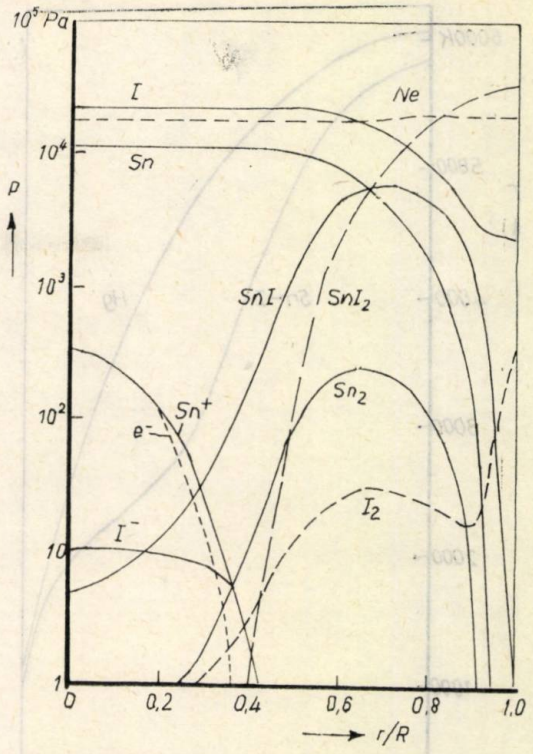


Fig. 2. Compoziția plasmei într-o descărcare în SnI, luată ca model pentru calcule. Presiunea parțială p a componenților se dă ca o funcție de distanțator de la axa tubului (raza tubului R).

lampa cu staniu, este diferită de ceea ce există într-un tub de descărcare al unei lămpi LVF. În lampa cu vapori de mercur de înaltă presiune distribuția temperaturii are o alură hiperbolică, cu un maxim în axa tubului de descărcare $r = 0$, la aproximativ 6 000 °K. La lămpile cu halogenuri de staniu o alură mai „strînsă" prezentînd, mai întîi, un gradient mai mare de temperatură decît la lampa cu vapori de mercur (pînă la $r = 0{,}6\ R$) după care gradientul de scădere este relativ foarte redus (pînă la r aproximativ $0{,}9\ R$) figura 3.

Cauzele principale care produc această diferențiere sînt:

— curba conductibilității electrice funcție de temperatura $\sigma(T)$ este mai abruptă la halogenurile metalice decît la mercur $\sigma(\sigma)$, fiind mai scăzută pentru halogenuri la temperaturi sub 3 500 °K și mai ridicată la temperaturi mai mari, decît la Hg;

— conductibilitatea termică funcție de temperatură $K(T)$ este mai mare la halogenurile metalice decît la vaporii de Hg;

— la halogenurile metalice, pe lîngă transportul de energie, prin conducție de căldură și transportul radiativ de fotoni, prin liniile de rezonanță, intervine un transport suplimentar prin difuzie de la centru spre pereți și invers, de excitație și a celei de ionizare care produc un vîrf de conductivitate la temperaturi relativ joase.

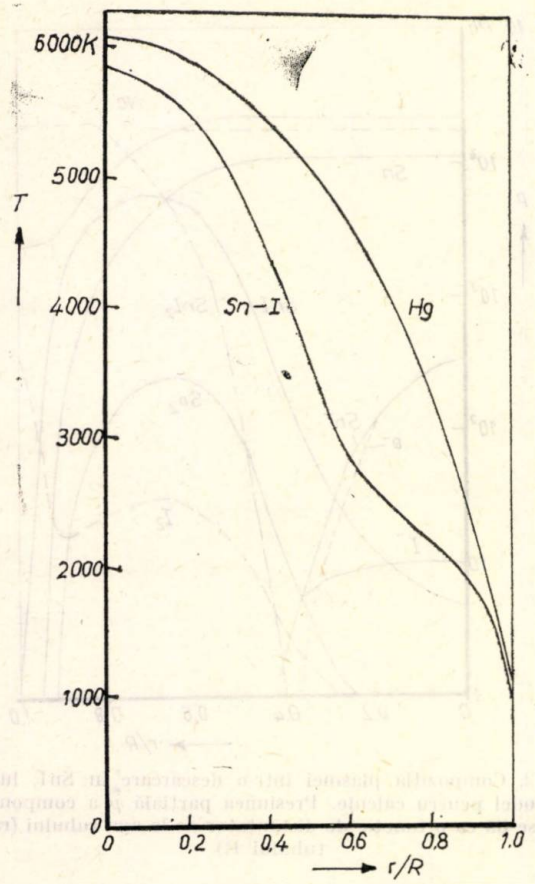


Fig. 3. Profilul temperaturii într-o descărcare în iodură de staniu. Temperatura calculată T este trasată ca funcție a distanței de la axa unei plasme în mercur și în plasma de iodură de staniu pură, pentru descărcare de 60 W/cm, lămpi cu tub de descărcare avînd raza R = 7,5 mm. Profilul este mai strîns în lampa cu SnI decît în cea cu mercur.

Ca urmare a restrîngerii vîrfului curbei de temperatură zona cu un gradient de temperatură redusă acționează ca un tampon, care separă canalul de curent din jurul axei descărcării de pereți.

Datorită acestui fapt canalul de curent este foarte sensibil la perturbații. Cîmpurile magnetice perturbatoare pot deplasa canalul de curent din axa tubului de descărcare spre pereți.

Întrucît în canalul de curent este o temperatură foarte ridicată (circa 5 800° K) pot interveni încălziri locale periculoase, cu distrugerea tubului de descărcare (forțele Lorentz ce se formează datorită curentului de descărcare însuși, avînd direcția spre axa descărcării, sînt mai puternice în porțiunile curbe ale canalului deformat spre interior decît spre exterior). Datorită acestei sensibilități trebuie impuse anumite limite în halogenurile dozate în lampa cu staniu, ceea ce se traduce și prin acceptarea unei limite pentru temperatura de culoare a lămpilor care funcționează în poziție verticală.

La lămpile ce funcționează în poziție orizontală canalul de curent se poate deplasa în sus datorită convenției naturale. Pentru a evita acest fenomen lămpile se prevăd cu dispozitive speciale, spre exemplu cu un cadru dreptunghiular, prin care se trece un curent complementar, ce produce un cîmp magnetic, care compensează efectul de ridicare a canalului de curent.

La lămpile care funcționează în poziție verticală pot apare, prin fenomenul de dezamestec, diferite nuanțe de culoare, îndeosebi la capetele tubului. Explicația acestui fenomen este: în centrul descărcării se formează un curent de convecție format din atomi de Hg, Sn și I, orientat în sus, iar de-a lungul pereților se formează un curent format din atomi de Hg și molecule de Sn I, orientat în jos. Atomii de Sn și I difuzează în fluxul coborîtor. Cu timpul partea de jos a tubului de descărcare devine mai bogată în SnI. Fenomenul de dezamestec ar putea fi contracarat prin intermediul unui cilindru de cuarț coaxial cu tubul arzătorului de cuarț.

Pentru reglarea temperaturii de culoare a lămpilor cu staniu se folosesc metodele enumerate mai jos.

— Dozînd o cantitate diferită de SnI2, biiodura de staniu are un mare coeficient de absorbție în vizibil, îndeosebi în albastru. Moleculele de SnI2 se plasează lîngă pereții tubului de descărcare unde operează ca un filtru, redînd lămpii o temperatură de culoare mai redusă.

— Dozînd în lampă o cantitate de clorură de litiu, prin emisia liniilor roșii caracteristice ale Li (610 mm și 671 mm) se compensează lipsa în roșu a spectrului de descărcare. Prin adaos la clorura de indiu se îmbogățește spectrul cu liniile specifice în albastru (410 mm și 451 mm). Se pot doza, evident, și ambii componenți de corecție concomitent [7]. Adaosul de $Sn\,Cl_2$ în tubul de descărcare îmbunătățește eficacitatea luminoasă, $SnCl_2$ avînd o absorbție foarte mică de lumină pentru 500 mm.

5. Caracteristici tehnologice și de montaj ale lămpilor cu ioduri metalice

Caracteristicile de durată ale lămpilor cu halogenuri metalice sînt inferioare celor realizate la lămpile LVF, la care durata medie de funcționare se ridică la 5 000—12 000 ore (timpul de ardere pe întrerupere fiind considerat de 4 ore); la lămpile cu halogenuri metalice el este între 2 000 și 6 000 ore [8]. Cauzele constau îndeosebi în agresivitatea mai mare a componentelor la lămpile cu halogenuri metalice, precum și în temperatura mai ridicată a arzătorului de cuarț care se ridică de la 600 pînă la 800 °K. În aceste condiții impuritățile din gazul de umplere pot reduce durata de viață. Mai ales impuritățile de hidrogen pot pătrunde, din spațiul dintre tubul de descărcare și balonul de protecție exterior, prin pereții arzăto-

rului de cuarţ. Prezenţa hidrogenului în spaţiul de descărcare face să crească potenţialul de vîrf de aprindere peste limita admisibilă, făcînd lampa inutilizabilă. Acest dezavantaj se poate înlătura prin intermediul unui gheter corespunzător.

Un nou gheter pentru lămpile cu ioduri metalice, format dintr-o pastilă de ytriu protejată într-o cămaşă subţire de tantal, a fost studiat la Philips [9]. Cu ajutorul acestui gheter potenţialul de aprindere a lămpilor HPI scade de la 1 100 V la 380 V în circa 30 de minute de funcţionare a lămpii.

Datorită temperaturii ridicate a arzătorului de cuarţ fenomenele de cristalizare a sticlei de cuarţ sînt accelerate. Recristalizarea sticlei este favorizată catalitic şi de unii componenţi aflaţi în atmosfera tubului de descărcare.

Pentru a prelungi durata de funcţionare a lămpilor cu descărcări în gaze este necesar a se menţine capacitatea emisivă a electrozilor un timp cît mai îndelungat. Cel mai periculos agent de degradare a emiterului este apa, a cărei prezenţă în gazul de descărcare poate fi datorată folosirii de materiale de umplere, insuficient purificate, sau degazării insuficiente a baloanelor în procesul de asamblare. În procesul de funcţionare a lămpii apa este eliberată din sticlă şi devine un agent de degradare pentru electrozi.

De asemenea, la temperaturi peste 1 000 °C apa se descompune în H_2 şi O_2, care devin la rîndul lor agenţi de degradare. Menţinerea geometriei electrozilor lămpii este o condiţie importantă. Această geometrie poate fi modificată prin degradare, datorită reacţiilor chimice dintre componenţii agresivi şi materialul electrozilor, precum şi prin bombardament ionic şi electronic.

Timpul de aprindere (intrare în regim) şi reaprindere a lămpilor cu ioduri metalice este comparabil cu cel al lămpilor LVF. Lămpile cu ioduri au tensiuni de aprindere mai mari, decît LVF (3 000, 4 000 V) şi necesită aparatură de amorsare şi startere.

Există starter cu lamelă de bimetal (termică) şi startere electronice cu care reaprinderea este mai rapidă (două minute în loc de 15 minute) [8].

Lămpile cu ioduri metalice se execută cu tub de descărcare din sticlă de cuarţ (arzător de cuarţ) ca şi lămpile LVF, dar balonul exterior este clar sau cu strat difuzant şi nu cu start fluorescent.

Dimensiunile arzătorului de cuarţ sînt relativ mai reduse decît la LVF. Balonul exterior este deformat tubular sau ovoidal.

Tehnologia lămpilor cu vapori de mercur de înaltă presiune cu halogenuri metalice este încă în plină dezvoltare şi formează obiectul a numeroase cercetări.

Bibliografie

[1] *Bădăran, E., Popescu, I.* Gaze ionizate, procese fundamentale. Bucureşti, Ed. tehnica, 1963.

[2] *Bleekrade, R., Kaedam, M., Rehder, L.* Discharge lamps. În: Philips tech. Rev. **38**, nr. 11—12, 1975.

[3] *Huddlestone, R. H., Leonard, S. L.* Plasma diagnostic techniques, New York, Academia Press, 1965.

[4] *Vreins, L., Adriaamsz, M.* In Philips tech. Rev. nr. 11—12, 1975.

[5] *Finkelburg, W., Maecker, H.* Elektrische Bögen und Fhermisches Plasma. Hamdbuch der Physik vol. **XXII**, Springer — Berlin 1956.

[6] *Drop, P. C., Fischer, E.* Metal-halide discharge lamps Philips tech. Rev. **35**, nr. 11—12, 1975.

[7] *Drop, P. C., Groot, T. T.* Lighting Res. Technol, 6, 1974.

[8] *Bondé, Raymond.* Les lampes a décharge „à haute pression" en éclairage industriel. În: I.E.E.E. nr. 374, 1976.

[9] *Kuss, G.* Agetter for metal-iodide high-pressure mercury-vapour lamps. În: Philips tech. Rev. **35**, nr. 11—12, 1975.

CZ 621.313.2.621.318.2

MAŞINI ELECTRICE
MAŞINĂ DE C.C.
MAGNEŢI PERMANENŢI

Servomotoare de curent continuu cu inerţie redusă

DAN STOIA, MIRCEA RĂDULESCU* — BRAŞOV şi CLUJ-NAPOCA

Introducere

Servomotoarele de curent continuu cu inerţie redusă, cu rotor cilindric, cuprind o gamă tot mai mare de aplicaţii, datorită numeroaselor avantaje pe care le prezintă: raport cuplu-inerţie mare, timp de răspuns rapid, înaltă precizie la viteze mici, disipare de căldură relativ mică.

La aceste tipuri de servomotoare, bobinajul se execută din fire de cupru sau aluminiu, bobinele fiind asamblate pe o coajă cilindrică din fibre de sticlă şi răşini epoxidice. Se foloseşte un colector separat, numărul lamelelor colectorului fiind egal cu numărul bobinelor (fig. 1).

În această lucrare se prezintă parametrii caracteristici servomotoarelor cu inerţie redusă, sub o formă adecvată proiectării, definindu-se şi cîteva criterii pentru proiectarea acestor servomotoare.

* Dr. ing. *Stoia, D.* este şef lucrări la Universitatea — Braşov; *Rădulescu, M.* este student la Institutul politehnic — Cluj-Napoca.

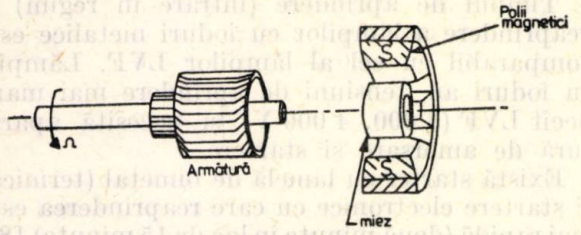


Fig. 1. Servomotor de curent continuu cu inerție redusă.

1. Parametrii de răspuns ai servomotorului

Armătura rotorică a servomotorului se aproximează cu un cilindru subțire, conductor, care se rotește într-un cîmp magnetic de inducție B_p (fig. 2). Cilindrul are grosimea Δr, lungimea l și circumferința $2\pi r_a$; r_a fiind raza medie

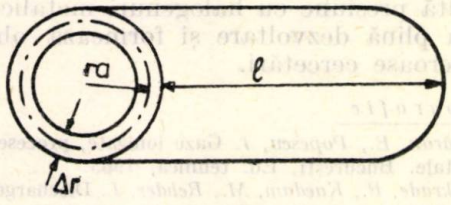


Fig. 2. Armătura rotorică.

a cilindrului. Aplicîndu-se tensiunea U, cilindrul se rotește cu viteza unghiulară Ω.

Ecuația de tensiuni este următoarea:

$$U = RI + K_e\Omega, \tag{1}$$

unde:

$$K_e = K_p B_p l r,$$

$$R = \rho \frac{lK_R}{2\pi r_a \Delta r},$$

I fiind curentul considerat în cilindru, R — rezistența electrică a cilindrului, K_e — constanta t.c.e.m., ρ — rezistivitatea cilindrului, K_p — porțiunea din cilindru aflată sub pol.

În sistemul MKSA constanta cuplului și t.c.e.m. sînt identice:

$$K_M = K_e = K_p B_p l r_a. \tag{2}$$

Cuplul electromagnetic ce acționează asupra cilindrului este:

$$M = K_M I = K_p B_p \Delta r 2\pi r_a^2 \left(\frac{U - K_p B_p l r_a \Omega}{\rho}\right). \tag{3}$$

Cînd: $M = 0$,

$$\Omega = \frac{U}{K_p B_p l r_a}.$$

Pe de altă parte, cînd:

$$\Omega = 0,$$

$$M = \frac{K_p B_p \Delta r 2\pi r_a^2 U}{\rho}. \tag{4}$$

Rezistența mecanică a armăturii cilindrice este:

$$F = \frac{M}{\Omega} = \frac{K^2 B^2 l 2\pi r_a^3 \Delta r}{\rho}. \tag{5}$$

Constanta de timp mecanică τ este obținută cu relația:

$$\tau = \frac{J}{F} = \frac{\gamma_a 2\pi r_a^3 l \Delta r \rho K_f}{K_p^2 B_p^2 l 2\pi r_a^3 \Delta r} = \frac{K_f \gamma_a \rho}{K_p^2 B_p^2}, \tag{6}$$

unde, J este momentul de inerție al armăturii rotorice, K_f — raportul dintre inerția armăturii cu înfășurare și inerția armăturii fără înfășurare, γ_a — densitatea medie a armăturii.

2. Puterea disipată în armătură

Puterea disipată în armătură este dată de integrala de volum:

$$P_d = \int_V (j^2 \rho_a)\, dV, \tag{7}$$

unde, ρ_a este densitatea medie a armăturii rotorice, iar j densitatea curentului în armătură.

Avîndu-se în vedere dimensiunile cilindrului, puterea disipată în armătura rotorică este:

$$P_d = K_R 2\pi r_a l \Delta r j^2 \rho_a. \tag{8}$$

Se consideră că răcirea se face numai prin suprafața exterioară a armăturii. Prin urmare, se poate scrie:

$$K_d P_d = K_a 2\pi r_a l \theta_{a\max} \alpha, \tag{9}$$

unde, K_d este ciclul de sarcină fracțional, K_s — raportul dintre suprafața exterioară a armăturii, cu înfășurare și suprafața exterioară, fără înfășurare, θ_a este temperatura armăturii și α este coeficientul de transmisie a căldurii.

3. Parametrii termici ai servomotorului

La aceste tipuri de servomotoare se consideră două rezistențe termice: rezistența termică armătură-carcasă (R_{th1}) și rezistența termică carcasă-mediu ambiant (R_{th2}). În figura 3 este reprezentat modelul sistemului termic al servomotorului, P_d fiind puterea disipată de armătură, τ_{th} constanta termică de timp, iar

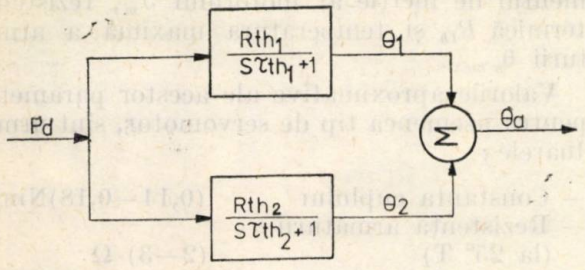


Fig. 3. Schema-bloc a sistemului termic.

θ_a temperatura armăturii. Funcţia de transfer pentru θ_1 sau θ_2 este de forma :

$$\frac{\theta(s)}{P_d(s)} = \frac{R_{th}}{S\tau_{th}+1}. \tag{10}$$

Cînd puterea disipată în motor, P_d este constantă, de la $t = 0$, temperatura este determinată cu relaţia :

$$\theta = R_{th} P_d (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{th}}}). \tag{11}$$

Dacă $t \geqslant 4\tau_{th}$, temperatura ajunge la o valoare staţionară,

$$\theta = R_{th} P_d. \tag{12}$$

În cazul în care timpul de variaţie a puterii este mai mic decît $\tau_{th}/5$, nivelul temperaturii va depinde numai de valoarea medie a puterii disipate şi se folosesc relaţiile din primul caz. Cînd puterea disipată variază periodic şi perioada este aproximativ egală cu constanta termică de timp, temperatura se determină din funcţia de transfer (relaţia 10).

4. Reacţia indusului

T.m.m. de reacţie maximă a armăturii rotorice, care apare la marginea polului, este dată de relaţia :

$$U_{\text{m.m.max}} = \frac{\pi K_p r_a}{p} \Delta rj, \tag{13}$$

unde, p este numărul de poli ai servomotorului.
T.m.m. sub pol este :

$$U_{\text{m.m.}p} = \frac{B_p}{\mu_0} \delta, \tag{14}$$

unde, δ este lungimea întrefierului.
Se pune condiţia ca :

$$U_{\text{m.m.max}} = K_a U_{\text{m.m.}p},$$

unde, K_a este o constantă prin care se limitează distorsiunea excesivă a cîmpului rezultant sub pol.

5. Circuitul magnetic al servomotorului

Circuitul magnetic trebuie să producă inducţia B_p sub poli. Proiectarea magneţilor permanenţi se bazează pe următoarele relaţii :

$$H_m L_m = \frac{B_p}{\mu_0} 2\delta, \tag{15}$$

unde, H_m este valoarea maximă a intensităţii cîmpului în magnetul permanent, L_m lungimea magnetului şi,

$$B_m S_m = \sigma B_p S_p, \tag{16}$$

în care, B_m este inducţia maximă în magnetul permanent, S_m este secţiunea transversală a magnetului, S_p secţiunea transversală a întrefierului şi σ factorul de dispersie. Dimensiunile magnetului se determină din condiţia ca în întrefier să se producă energia magnetică maximă cu un volum de magnet minim.

Avîndu-se în vedere relaţiile (12) şi (13) rezultă :

$$L_m = \frac{B_p}{\mu_0 H_m} 2\delta, \tag{17}$$

şi :

$$S_m = \frac{1}{\sigma} \frac{B_p}{B_m} K_p r_a \frac{l}{p}. \tag{18}$$

Prin urmare volumul minim al magnetului capabil să producă inducţia B_p sub poli este :

$$V_m = pL_m S_m = \frac{1}{\sigma} \frac{\delta}{\mu_0 H_m B_m} 2\pi K_p r_a l B_p^2. \tag{19}$$

Introducînd relaţia $B_p = K_m B_m$, ecuaţiile (18) şi (19) devin :

$$L_m = K_m \frac{B_m}{\mu_0 H_m} 2\delta, \tag{20}$$

$$S_m = \frac{1}{\sigma} K_m \pi K_p \frac{r_a l}{p}, \tag{21}$$

sau grosimea magnetului permanent :

$$l_m = \frac{1}{\sigma} K_m \pi K_p \frac{r_a}{p}. \tag{22}$$

6. Greutatea servomotorului

Avîndu-se în vedere că circuitul magnetic al servomotorului mai cuprinde materiale feromagnetice adiţionale şi aproximînd că aceste materiale au aceeaşi densitate ca a magnetului

permanent, greutatea motorului este dată de relaţia :

$$M = \gamma_m V_m K_f, \tag{23}$$

unde, γ_m este densitatea magnetului permanent, iar K_f — un coeficient prin care se ţine seama de materialele feromagnetice adiţionale.

7. Criterii de proiectare a servomotoarelor de c.c. cu inerţie redusă

Datorită varietăţii aplicaţiilor în care servomotoarele cu inerţie redusă sînt utilizate, proiectarea acestora se face după diverse criterii. Astfel, se poate pune problema proiectării unui servomotor de curent continuu de greutate minimă, respectiv cu preţ de cost redus, avînd un anumit cuplu.

În acest caz, servomotorul se proiectează folosind criteriul minimizării puterii raportate, definită astfel :

$$P' = \frac{M^2}{J} = \frac{P_d}{\tau}, \ \frac{\text{kW}}{\text{s}}, \tag{24}$$

unde, P' este puterea raportată, M — cuplul motorului şi J — momentul de inerţie al motorului.

În numeroase aplicaţii, servomotoarele de curent continuu se folosesc în sisteme de urmărire, la care servomotorul şi sarcina trebuie să se rotească cu un anumit unghi într-un interval de timp dat. Servomotorul se proiectează, în acest caz, pe baza criteriului minimizării expresiei :

$$Q = \frac{R}{K^2} J^2 \left(1 + \frac{J_s}{J} \right)^2, \tag{25}$$

unde R este rezistenţa electrică a servomotorului, K este constanta maşinii (relaţia (2)), iar J_s este inerţia sarcinii.

8. Parametrii principali ai servomotorului

Din lucrare se observă că parametrii principali, cu ajutorul cărora se pot determina parametrii electrici, magnetici, mecanici şi geometrici ai servomotorului, sînt : constanta cuplului K_m, rezistenţa electrică a armăturii R, momentul de inerţie al motorului J_m, rezistenţă termică R_{th} şi temperatura maximă a armăturii $\theta_{a\,\max}$.

Valorile aproximative ale acestor parametri, pentru asemenea tip de servomotor, sînt următoarele :

- Constanta cuplului (0,14—0,18)Nm/A
- Rezistenţa armăturii (la 25° T) (2—3) Ω
- Momentul de inerţie $(1{,}4—14)\,10^{-4}\,\text{kgm}^2$
- Rezistenţa termică (armătură-mediu ambiant) (1—3)° C/Watt
- Temperatura maximă a armăturii 155°C.

Este de remarcat, că acest tip de servomotor are constanta mecanică de timp mult mai mică decît a servomotoarelor cu rotor disc (1,55—3,9 ms, faţă de 10—30 ms).

9. Concluzii

În general, servomotoarele cu rotor-disc combină preţul de cost scăzut cu valoarea ridicată a cuplului, iar servomotoarele cu armătură cilindrică au inerţie redusă şi un timp de răspuns mic.

Din aceste motive, servomotoarele cu armătură cilindrică sînt cel mai mult folosite în sisteme incrementale, unde axul servomotorului este accelerat de la o poziţie, decelerat şi oprit într-o nouă poziţie a unui profil de viteză dat, acest ciclu repetîndu-se cu o anumită frecvenţă.

Relaţiile de calcul prezentate sînt simple şi pot fi folosite uşor de proiectanţi. Într-o lucrare viitoare va fi prezentat un algoritm de calcul, folosit pentru proiectarea unui prototip de servomotor cu inerţie redusă, avînd rotorul cilindric.

Bibliografie

[1] *Elkington, W. B.* Application of dc servomotors in incremental motion control. In : Incremental motion control systems and devices, 1976.

[2] *Danthine, A. A. S.* Design of sheel-type d-c motors for minimum weight. În : I.E.E.E. Transactions on applica- and industry, november 1963.

[3] *Lăzăroiu, D. F.* şi *Şlaiher, S.* Maşini electrice de mică putere. Bucureşti, Ed. tehnică, 1973.

NOTĂ

APARAT PENTRU REGLAREA AUTOMATĂ A TEMPERATURII FILAMENTELOR ÎN VID

Observatorii timpurii ai fenomenelor naturale au făcut o distincție calitativă între obiectele calde și cele reci, pe baza proprietății obiectelor calde de a ceda căldură obiectelor reci.

Materia, din punct de vedere al gradului de încălzire, este caracterizată printr-o mărime de stare-temperatură.

Înregistrarea temperaturii unui sistem poate fi făcută în funcție de proprietățile fizice ale corpului de referință standard adus în echilibru termic cu sistemul. Proprietăți ca starea fizică, expansiunea termică, rezistența electrică, forma cristalului sînt baza pentru multe scale de temperatură.

Măsurarea, înregistrarea și reglarea temperaturii în diverse sisteme de cercetare și industriale se fac astăzi cu precizie ridicată, folosind aparatele electronice.

Regulatoarele de temperatură electronice sînt folosite la cuptoarele electrice, termostate și la filamentele în vid. Această ultimă aplicabilitate este foarte utilă chimiștilor și fizicienilor în :

— studiul interacțiunilor de suprafață la scară atomică ;

— elucidarea mecanismelor de reacție gaz-metal în cataliza eterogenă ;

— elucidarea mecanismelor de formare a straturilor cristalizate epitaxiale pentru depunerea elementelor semiconductoare ;

— acțiunea corosivă a gazelor asupra diferitelor materiale (metale).

O parte din aceste studii se pot realiza în „Microscopul de emisie în cîmp''. Este o mică instalație formată dintr-o celulă de sticlă vidată (10^{-9} torri) în interiorul căreia se află un catod format dintr-un fir de wolfram care se află la o diferență de potențial de 4 000 V față de un anod format dintr-un disc fluorescent. În acest cîmp electric se stabilește un curent de electroni de 10—12 A, care dă o imagine luminoasă pe suprafața anodului, reprezentînd distribuția atomilor în rețeaua cristalină de suprafață a wolframului.

Tot în aceeași celulă se află un filament (de ex. din Ag), care, încălzit, emite atomi (de Ag) care se pot depune pe suprafața firului de wolfram. Acești atomi pot migra pe suprafața wolframului în funcție de temperatura lui.

Așa se studiază adsorbția, funcție de timp și temperatură, a unui metal pe alt metal, difuzia (migrația) stratului adsorbit pe suprafața de W ca funcție de timp și temperatură, desorbția și evaporări controlate de Ag sau de alt metal în vid — densitatea de atomi/cm² în unitatea de timp.

Și, de exemplu, în cazul adsorbției metalelor pe metale (caz Ag/W) se obțin rezultate ca :

— mecanismul de formare și creștere a straturilor de Ag pe W ;

— influența structurii atomice a substratului de W asupra structurii straturilor de Ag ;

— energia de legătură Ag—W.

Asemănător, se face studiul desorbției diferitelor tipuri de gaz, adsorbite pe o suprafață de wolfram.

Se folosește un balon de sticlă vidat (10^{-9} torri), în care se află o bandă de wolfram încălzită de un curent electric. Se introduce gazul de studiat la o presiune de 10^{-9} torri.

Gazul se adsoarbe pe suprafața benzii de W la temperatura camerei. Apoi banda de W se încălzește la o temperatură T_1. La această temperatură se desorb de pe suprafață un anumit tip de ioni sau de atomi. Acești ioni pot fi înregistrați (după masele lor atomice) în spectrometrul de masă.

Astfel, prin această metodă se poate pune în evidență energia de desorbție a diferitelor tipuri de gaz adsorbite pe suprafața de studiat.

Firul, sau banda de wolfram sînt încălzite de un curent generat și comandat de regulatorul de temperatură.

Temperatura lor se poate controla, cunoscîndu-se rezistența electrică, prin măsurarea căderii de potențial pe ele și a curentului care le străbate.

În literatura de specialitate pentru W există curbele $\frac{R_T}{R_0} = f(T)$, în care :

T este temperatura, în grade Kelvin ;
R_0 — rezistența la 20° C, sau la 293° K ;
R_T — rezistența la temperatura T (fig. 1).

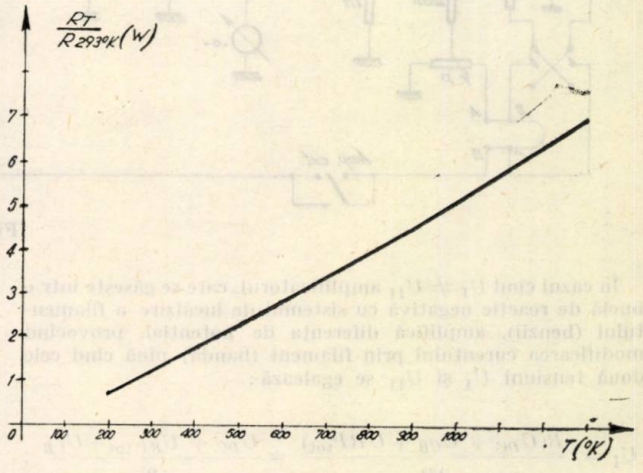


Fig. 1

Un control automat al temperaturii se poate face comparînd căderea de potențial între două puncte ale firului (benzii) de W cu cea generată într-o sarcină fictivă și amplificînd diferența de semnal.

Se consideră că porțiunea $ADCB$ a firului de W (fig. 2) este străbătută de curentul de încălzire, care străbate, în

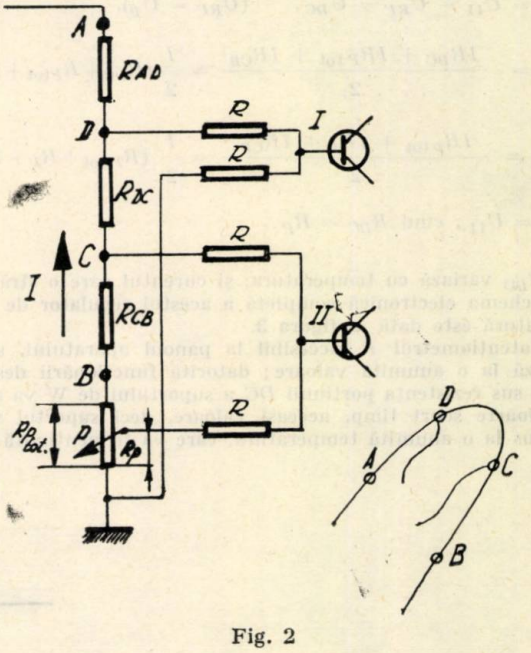


Fig. 2

același timp și rezistența potențiometrului P (curent fixat inițial prin potențiometrul P_1 cu aparatul pe poziția MANUAL).

Ing. *Rabeja, I.* lucrează la Centrul de chimie fizică—București.

Rezistențele care se compară sînt porțiunea *DC* a wolframului și rezistența R_p. Căderea de tensiune de pe porțiunea *CD* este introdusă într-un sistem de compensare astfel că, atunci cînd $U_{DC} = U_p$ semnalele U_I și U_{II} să fie egale.

Aceste tensiuni U_I și U_{II} sînt aplicate la intrările unui amplificator operațional (fig. 3).

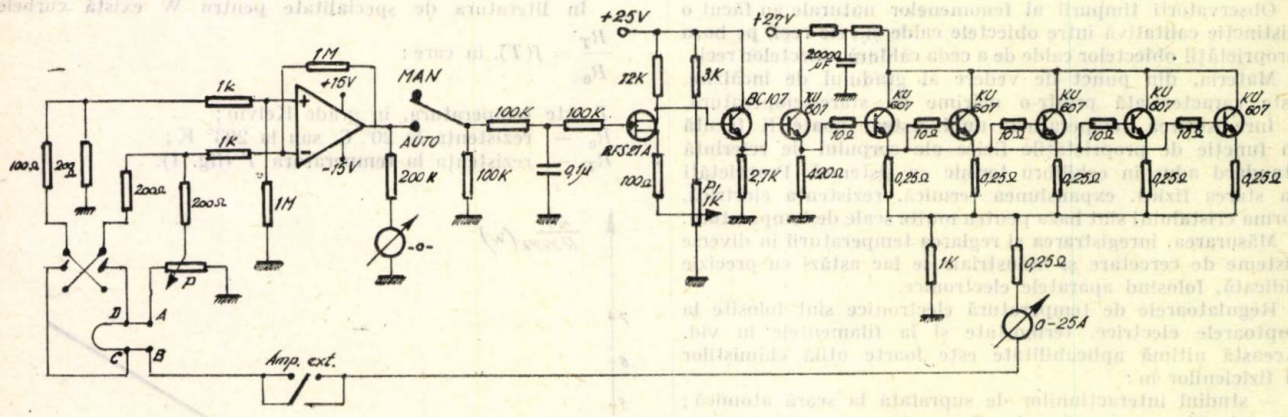


Fig. 3

În cazul cînd $U_I \neq U_{II}$ amplificatorul, care se găsește într-o buclă de reacție negativă cu sistemul de încălzire a filamentului (benzii), amplifică diferența de potențial, provocînd modificarea curentului prin filament (bandă) pînă cînd cele două tensiuni U_I și U_{II} se egalează:

$$U_I = \frac{R(U_{DC} + U_{CB} + URP_{tot})}{2R} = \frac{U_{DC} + U_{RP\,tot} + U_{CB}}{2},$$

$$U_{II} = \frac{R(U_{CB} + U_{RP\,tot} - U_{RP})}{2R} + U_{RP} =$$

$$= \frac{U_{CB} + U_{RP\,tot} + U_{RP}}{2},$$

$$U_I = U_{II} - U_{RP} = U_{DC}, \qquad (U_{RP} = U_p),$$

$$U_I = \frac{IR_{DC} + IR_{P\,tot} + IR_{CB}}{2} = \frac{I}{2}(R_{DC} + R_{P\,tot} + R_{CB}),$$

$$U_{II} = \frac{IR_{p\,tot} + IR_p + IR_{CB}}{2} = \frac{I}{2}(R_{P\,tot} + R_P + R_{CB}),$$

$U_I = U_{II}$, cînd $R_{DC} = R_P$.

R_{DC} variază cu temperatura, și curentul care o străbate.

Schema electronică completă a acestui regulator de temperatură este dată în figura 3.

Potențiometrul *P*, accesibil la panoul aparatului, se fixează la o anumită valoare; datorită funcționării descrise mai sus rezistența porțiunii *DC* a suportului de W va avea, în foarte scurt timp, aceeași valoare, deci suportul va fi supus la o anumită temperatură, care va fi menținută constantă. Cursa potențiometrului *P* poate să fie etalonată direct în valori de temperatură.

Avantajele acestui control electronic sînt:

1. *Curentul electric prin suportul de W* poate fi reglat fiind între 0—25 A.

2. *Precizia temperaturii* impuse: eroare $< \pm 3°$ C.

Pentru calculul stabilității temperaturii se măsoară U_{CD} și $I_{filament}$ și se face raportul lor:

$$R_T = \frac{U_{CD}}{I_{fil.}} = f(T).$$

Din curba $\frac{R_T}{R_0} = f(T)$ se deduce temperatura T la care se găsește filamentul.

Folosind aparatul pentru reglarea automată a temperaturii (regulatorul de temperatură) pe poziția AUTO se constată următoarele valori:

pentru U_{CD} 318; 320; 323; 325; 331 mV;
I 2,152; 2,163; 2,189; 2,209; 2,231, A;
rezultă R_T 147,94; 147,94; 147,56; 147,58; 148,36, mΩ;
se măsoară $R_0 = 31$ mΩ;

$$\frac{R_T}{R_0} = \frac{147,77}{31} = 4,74 \rightarrow T = 1\,035°\ \text{K},$$

$$\Delta R_T < 1\%,$$

$$\frac{\Delta R_T}{R_0} < \frac{1}{31} = 0,03 - \Delta T < 3°\ \text{K}.$$

3. *Timpul de răspuns*; la modificarea automată a punctului de temperatură de lucru este foarte mic (5″—20″), spre deosebire de cazul cînd schimbarea temperaturii nu s-ar fi făcut automat (ci pe poziția MANUAL) și cînd acesta ar fi atins 1,5 minute.

4. *Reproductibilitatea*; se obține permanent o temperatură constantă la aceeași gradație a potențiometrului.

Ing. *Irina Rabeja*

RAC DE SCHIMBĂTOR DE CANAL VKM

Racul de schimbător de canal VKM este un produs nou, pus la punct de combinatul VEB RFT Fernmeldewerk Leipzig, care are la bază principiul de modulație preliminară cu folosire de filtre mecanice. Acest principiu a fost introdus deja cu ocazia produsului anterior UKM, dînd rezultate satisfăcătoare atît în procesul de fabricație, cît și în condiții de exploatare la beneficiari.

Punerea la punct a noului produs oportună deoarece de la executarea dulapului UKM s-au creat o serie de premise favorabile pentru realizarea unor progrese esențiale de natură tehnică și economică. În realizarea noului produs VKM (fig. 1) și-au găsit aplicarea o mulțime de soluții noi de de-

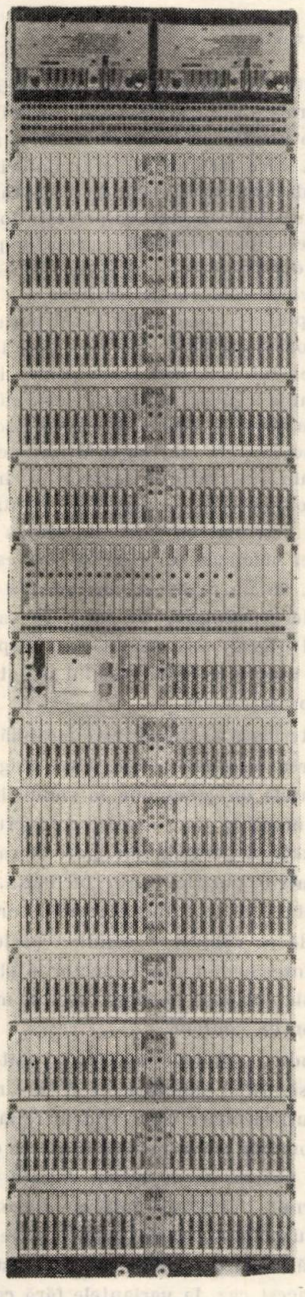


Fig. 1

taliu ceea ce face ca acesta, cu excepția principiului de bază menționat, să nu mai prezinte decît puține asemănări cu produsul UKM. Modificările cele mai vizibile se referă la principiul electric al canalului de semnal, în forma constructivă (și, bineînțeles, la capacitatea racului), precum și la procedeele tehnologice.

Unul dintre scopurile deosebite urmărite prin punerea la punct a acestui produs nou a fost folosirea pe scară largă a avantajelor prezentate de utilizarea filtrelor mecanice, încă de la fabricarea produsului UKM. Siguranța în funcționare, care crescuse deja în mod esențial odată cu introducerea filtrelor mecanice de canal, în locul filtrelor cu bobină cu elemente individuale, a putut fi îmbunătățită în continuare în cazul schimbătorului de canal VKM. În locul mijloacelor de selecție *LC* s-a folosit, în mod suplimentar, un filtru mecanic pentru canalul de semnal, ceea ce s-a soldat cu reducerea numărului de elemente individuale. Același obiectiv s-a avut în vedere prin alcătuirea de rețele de straturi subțiri din rezistoare individuale.

Caracteristica de frecvență a filtrelor mecanice de canal a putut fi adaptată la cerințele traficului telefonic internațional. Stabilitatea pe care o prezintă aceasta, mai ales în domeniul fronturilor filtrelor, a permis ca ea să preia funcția de blocare în locul frecvenței de semnal, în felul acesta nemai fiind necesare filtrele trece-jos cu bobină de joasă frecvență. Poziția benzii în spectrul de frecvențe pentru modulația preliminară de 200 pînă la 204 kHz a fost menținută deoarece, spre deosebire de pozițiile mai joase din spectrul de frecvențe, prezintă avantaje generale în cadrul dimensionării reactanțelor. Ca urmare a acestei poziții a benzii în spectrul de frecvențe, funcțiunile trece-jos, încă necesare în gama de joasă frecvență, pot fi realizate cu un efort minim.

1. Dispozitivele de transmisiune

Schema de ansamblu a celor trei subansambluri : blocul de canal, blocul de grup și receptorul-pilot de blocare, aferente dispozitivelor de transmisiune, este prezentată în figura 1, iar planul corespunzător de repartiție a frecvențelor în figura 2.

În direcția de emisiune, canalul de frecvență vocală trece printr-un limitator de amplitudine spre transformatorul de intrare, care, conectat ca filtru trece-jos, preia și rejecția frecvenței imaginii fără să fie nevoie de o înfășurare suplimentară. Etajul de modulație preliminară constă dintr-un întreruptor pasiv cu tranzistoare, comandat de o oscilație sinusoidală de 200 kHz. Filtrul mecanic de canal, care urmează, îndeplinește, datorită pantei prezentate a frontului, și condițiile de protecție a canalului de semnal, așa că în intrarea de joasă frecvență a canalului nu mai sînt necesare nici filtre trece-sus, nici filtre trece-jos. Al doilea etaj de modulație, constînd dintr-un modulator activ în contratimp cu tranzistoare, asigură transformarea în poziția benzii de frecvență a grupei primare B, conform CCITT. Frecvențele purtătoare de canal, transmise la un interval de 4 kHz, constituie singura caracteristică individuală prin care se disting între ele cele douăsprezece subansambluri de canal în timpul funcționării.

În blocul de grup canalele trec printr-un transformator de intrare comun care constituie, totodată, transformatorul de ieșire al modulatorului pentru toate canalele. Un filtru trece-jos *LC* atenuează toate produsele de modulație nedorite care depășesc 108 kHz. Oscilația-pilot de grup se cuplează cu ajutorul unui comutator cu furcă, după care urmează amplificatorul de grup. Corecția de atenuare a conductoarelor pînă la racul de distribuție se efectuează cu un atenuator comutabil care, din punct de vedere constructiv, este dispus în afara blocului de grup.

Calea de transmisiune în direcția de recepție decurge în mod analog. Aici amplificatorul de grup constă din două părți, între care se decuplează oscilația-pilot de grup.

La intrarea blocului de canal se află regulatorul de canal, care influențează în același mod atît nivelul de convorbire, cît și nivelul de semnal. Modulatorul de canal al direcției de recepție prelucrează spectrul întregii grupe primare, ceea ce constituie o particularitate a sistemului de modulație preliminară. Calea convorbirii trece mai departe prin filtrul magneto-mecanic de canal, un amplificator intermediar, prin demodulatorul de 200 kHz și prin amplificatorul de canal cu

elemente de selecţie *RC* în vederea atenuării restului de purtători şi a benzii laterale eronate. Canalul de semnal se uneşte, în poziţia relativ înaltă a benzii spectrului de frecvenţe pentru modulaţia preliminară, cu canalul convorbirii, pe partea de emisiune şi se separă de canalul convorbirii pe partea de recepţie. Selecţia semnalului direcţiei de emisiune este dispusă în calea curentului continuu înaintea modulatorului de semnal şi se realizează cu ajutorul unui şir *RC*. Transformatorul de modulaţie, corelat cu frecvenţa de semnal, asigură numai o atenuare pentru banda de frecvenţe netransmise. Modulatorul de semnal funcţionează, de asemenea, ca întreruptor pasiv cu tranzistoare şi este comandat de o oscilaţie dreptunghiulară cu frecvenţa de 203,825 kHz. Întreruptorul pentru valoarea limită de la intrarea circuitului de emisiune al semnalului poate fi comutat, la nevoie, ca dispozitiv de codificare prin inversiune comutare de la curentul de lucru la curentul de repaus). Şi modul de funcţionare a canalului de semnal poate fi schimbat de la funcţionare cu nivel înalt, la funcţionare cu nivel jos.

Cerinţele dificile de selecţie a canalului de semnal, în direcţia de recepţie, se realizează cu ajutorul unui filtru mecanic de bandă îngustă cu o lăţime relativă a benzii extrem de mică. Receptorul de semnal lucrează, de asemenea, cu o frecvenţă de 203,825 kHz, ceea ce prezintă avantaje în vederea miniaturizării. Ieşirea receptorului de semnal trece printr-un contact miniatură cu gaz de protecţie. În blocul de grup este dispus un blocaj cu cuarţ care în regimul de funcţionare cu nivel înalt a canalului de semnal se conectează în calea de emisiune, iar în regimul de funcţionare cu nivel jos, în calea de recepţie. Acesta împiedică o influenţare reciprocă a canalului pilot şi a canalului de semnal.

Receptorul-pilot de blocare poate fi corelat cu blocul de grup, în măsura în care există dorinţa de a avea un blocaj automat al canalelor, în cazul unei căderi puternice a nivelului pilot. Blocarea se efectuează prin aplicarea potenţialului pământ la conductoarele de ieşire a semnalului. Locul opus este informat de perturbarea pilotului prin intermediul tastaturii pilot („semnal cu licărire") de pe partea de emisiune. Blocarea este declanşată şi acolo în acelaşi fel.

În afară de un filtru trece-bandă cu cuarţ, receptorul-pilot mai posedă două amplificatoare, un redresor urmat de un etaj de declanşare, un circuit de indicare cu elemente de întîrziere şi un circuit pentru tastatura pilotului de emisiune.

O a doua variantă a receptorului pilot este comutabilă, la alegere, de la aparatura pilot de blocare la control de întrerupere, conform sistemului de semnalizare *R* 2 după CCITT. Acest tip de receptor pilot lucrează cu un filtru pilot mecanic. Schimbătorul de canal VKM, fără canal de semnal, foloseşte unităţile funcţionale ale canalului de convorbire al variantei cu canal de semnal, într-o formă practic neschimbată. În afară de subansamblurile de semnal s-a renunţat şi la receptorul pilot de blocare.

2. Dispozitive centrale

O sursă de furnizare a frecvenţei purtătoare, dispusă în interiorul racului, produce cele 14 purtătoare necesare, inclusiv purtătoarea dreptunghiulară de semnal, dintr-o tensiune de comandă cu frecvenţa de 60 kHz sau 372 kHz. Purtătoarele de modulaţie preliminară şi purtătoarele de semnal se asigură automat. Derivarea purtătoarei de semnal cu frecvenţa de 203,825 kHz de la frecvenţa tensiunii de comandă se efectuează cu procedee digitale şi permite o compensare de fază a oscilaţiei purtătoare de semnal în cazul transmisiunii de durată a semnalelor. Dacă oficiul nu dispune de o frecvenţă centrală de comandă în rac se poate instala un generator comun cu frecvenţa de 60 kHz. Frecvenţa pilot de grup poate fi generată, de asemenea, în rac, dacă nu este prevăzută alimentarea de la o sursă externă. În vederea efectuării măsurărilor de control în racul VKM se instalează un hipsometru de bandă largă şi un generator de 800 kHz. Distorsiunile de semnal pot fi măsurate cu un adaptor la hipsometrul de bandă largă. Un aparat de operatoare cu patru conductoare întregeşte gama dispozitivelor de control. Aparatele de alimentare cu curent produc din tensiunile primare o tensiune continuă de 20 V, care constituie tensiunea de lucru pentru toate subansamblurile. Există variante constructive de 220 V, 24 V şi 48/60 V. Două aparate funcţionează de fiecare dată în paralel. În caz de defectare a unui aparat sau a unei alimentări, cel de-al doilea aparat preia singur, fără întreruperea funcţionării, alimentarea pentru o perioadă limitată de timp.

3. Forma constructivă

Alegerea construcţiei de bază a fost influenţată de existenţa familiei de aparate (VPU, VPS, VSU, VWT), care au fost executate într-o formă constructivă unitară, forma *V*. Acest caracter unitar, care trebuie asigurat datorită omogenităţii terminalelor şi datorită necesităţii de a efectua echipări combinate, a fost menţinut în ceea ce priveşte forma exterioară, adică în dispunerea pe orizontală a grupelor primare. Pentru a putea realiza o capacitate mare a racului s-au introdus noi principii în privinţa construcţiei etajelor şi a efectuării conexiunilor. Principiul de construcţie VKM porneşte de la plăci pentru conductoare, ale căror fişe de contact sînt prevăzute nu numai cu elementele de conexiune pentru legături interne, ci şi cu cele pentru legături externe (conexiuni ale centralei). Suportul pentru şirul de cleme al acestor fişe îl constituie o placă de conductoare de etaj cu o lăţime de 555 mm, care serveşte la realizarea tuturor legăturilor interne. Această placă pentru conductoare de etaj este fixată de un cadru stabil care este articulat cu şina din stînga a racului, prin intermediul unei balamale şarniere şi care este prevăzut, pe partea dreaptă, cu un reglet de fişe pentru aducţia tensiunilor interne de alimentare. În cazul în care aşa-numitul cadru rabatabil (fig. 2) este deschis sau suspendat, lucrările de racordare în timpul montării racului se pot efectua în mod comod şi pe suprafeţe mari.

Echiparea ulterioară a etajelor este posibilă fără să se întrerupă funcţionarea celorlalte etaje. Este asigurată accesibilitatea la elementele de conexiune în condiţiile în care racul se află în stare montată sau în regim de lucru. Cablurile centralei se instalează pe peretele din spate al racului în ghidaje fixe, dispuse într-o poziţie puţin înclinată. În apropierea punctului de rotaţie al cadrului rabatabil corelat se îndepărtează izolaţia de pe cabluri şi conductoarele individuale se montează prin intermediul unui conector în ghidajele cadrului rabatabil care sînt dispuse imediat lîngă elementele de conexiune ale fişelor de contact.

Plăcile de conductoare de la fiecare etaj sînt dispuse într-un magazin care asigură şi ghidarea lor şi care nu prezintă nici un fel de legături electrice către cadrul rabatabil. Acesta se prinde cu şuruburi de rama racului după ce cadrul rabatabil a fost adus în poziţia sa de lucru. Aceste principii noi de construcţie permit instalarea tuturor dispozitivelor pentru 300 de canale (cu canal de semnal propriu sistemului) respectiv 600 canale (fără canal de semnal propriu sistemului) într-un singur rac. În acest caz, la variantele fără canal de semnal, s-au prevăzut cîte două canale pe o placă de conductoare cu dimensiunile unei plăci de conductoare peste un singur canal (varianta cu canal de semnal). Pornind de la această concepţie a fost posibil să se construiască un rac unitar pentru ambele

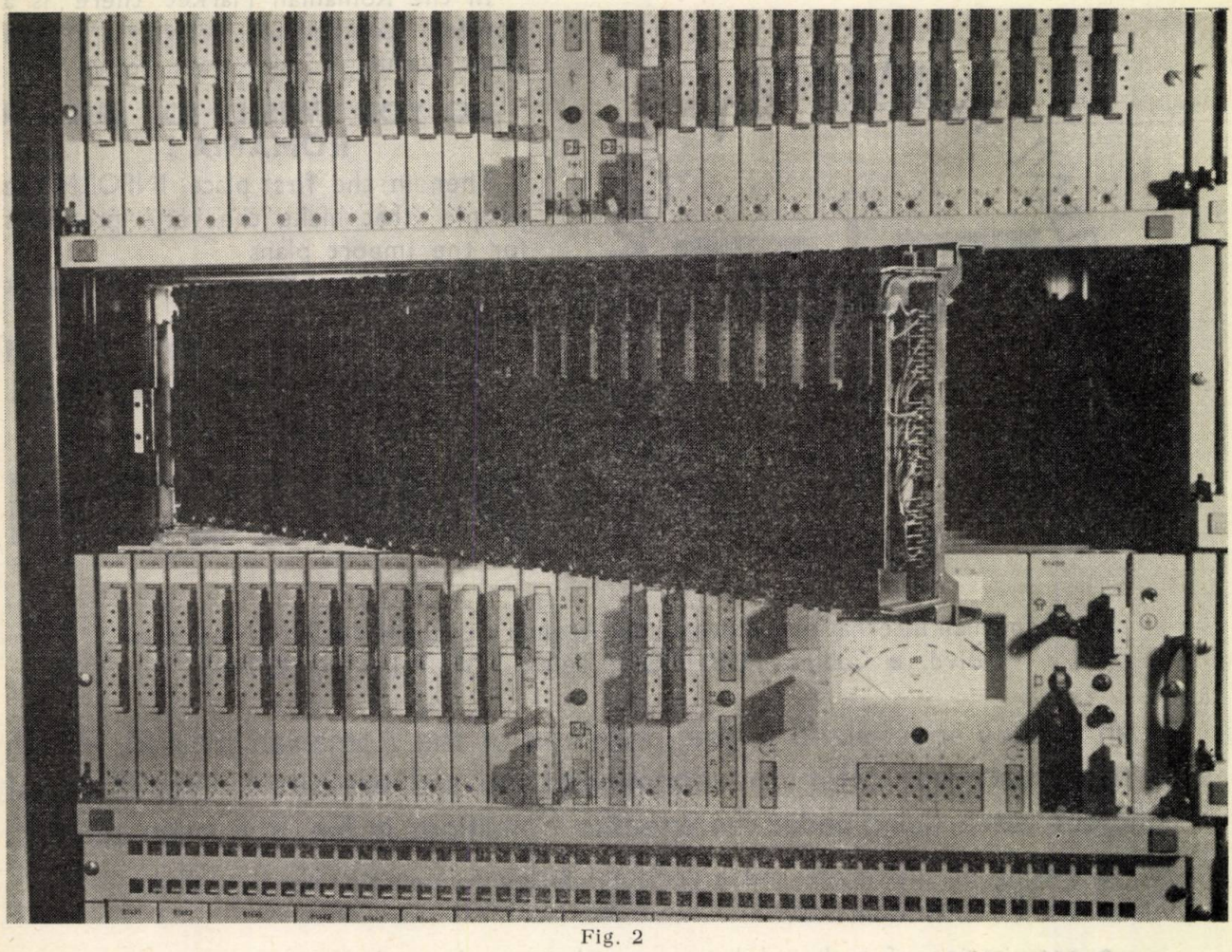


Fig. 2

feluri de funcţionare al schimbătoarelor de canal. Se pot realiza echipări combinate.

Dispunerea a două, respectiv a patru, grupe primare pe un singur etaj al raculuí rezultă din înălţimea elementelor constructive (a 14 mm) şi din lăţimea raculuí (600 mm). Luînd în consideraţie problemele de repartiţie ale fiecărei purtătoare în parte, etajul pentru sursa de furnizare a frecvenţei purtătoare este dispus cam la jumătatea înălţimii raculuí, acest lucru fiind valabil şi pentru etajul de supraveghere, care este dotat pe jumătate cu schimbătoare de canal. Aparatele de alimentare cu curent dispuse în etajul inferior al raculuí sînt în legătură cu dispozitivele de distribuţie şi cu siguranţele din capul raculuí în care sînt instalate şi dispozitivele de semnalizare.

Diplom. fiz. *H. Kunze*
Kombinat VEB Fernmeldewerk — Leipzig.

In the Romanian Market there is a powerful competition between foreign firms wishing to sell their goods.

DO YOU WISH TO SELL IN ROMANIA ?

Then in the first place, INFORM the people that make the very proposals for the import plans
— THE END—USERS—of the import products!

HOW? WHEN? BY WHICH MEANS? IN WHICH FORMS ?

PUBLICOM

Romanian International Advertising Agency • Bucharest • 22, N. Bălcescu Blvd. • Cables: PUBLICOM, Telex 374, Telephon: 139883

is an agency specialized in the problems of the Romanian market, which by examining your offer can recommend you and execute for you the most efficient advertising under the specific conditions in the Romanian market.

- staging of specialized and branch exhibition followed or not by technical demonstration.
- organization of technical lectures with or without display of samples, film shows and projection of slides, studies of offers and selection of end-users, invitation to conference and lectures.
- interpreters and demonstrations.
- printing of catalogues, prospectuses, folders, leaflets posters, offers and invitations etc.
- translation and duplication of texts
- publicity in Romanian dailies and periodicals the specialized press included.
- publicity over the radio and television services and through the cinema.
- business cocktail parties
- photo publicity services
- billposting and boardposting in the streets, stadiums, sports halls, airports and public vehicles, in health and holiday resorts.
- illuminated signs

PUBLICOM — your publicity counsellor in the Romanian market.

1979 JAN 4

I.P.R.S. BĂNEASA

Str. EROU IANCU NICOLAE Nr. 32
BUCUREŞTI II — ROMÂNIA
TELEFON 33.38.90 TELEX 11.203 iprs r
SERV. DESFACERE: 33.83.17

asigură cu livrare promptă, pe bază de contract sau comandă fermă componente electronice active şi pasive de calitate superioară.

DIODE. TRANZISTOARE. PUNTI REDRESOARE. TIRISTOARE. CIRCUITE INTEGRATE LOGICE. CIRCUITE INTEGRATE LINIARE. CONDENSATOARE STYROFLEX. CONDENSATOARE POLIESTER. CONDENSATOARE ELECTROLITICE.

E 2040

RECENZAT

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 26 • Nr. 7 • OCTOMBRIE 1978

1978 NOV 14

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1828

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 26 Nr. 7 octombrie 1978

ELECTROTEHNICA

C U P R I N S

CZ 621.315.5 :.66.046.2

TRANSMISIVITATE TERMICĂ
CONDUCTOARE ELECTRICE
CALCUL

Hortopan, G., Ceparu, D., Costache, C., Pipera, V. : **Transmisivitatea termică a conductoarelor electrice către aer.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 7, oct 1978, p. 241

Se calculează transmisivitatea căldurii, către aer, a conductoarelor electrice, plecînd de la invarianţii cunoscuţi din fizică, cu ajutorul unei relaţii care cuprinde procesele de convecţie şi radiaţie. Se ţine seama de influenţa temperaturii mediului ambiant, de densitatea, viscozitatea, căldura specifică, conductivitatea termică ale aerului ca şi de variaţia acestora cu temperatura. În final, se prezintă curbe utile în calculele de proiectare.

CZ 621.374.015

CIRCUITE ELECTRICE
SURSE COMANDATE
ELEMENTE IN EXCES
CALCULATOR NUMERIC

Iordache, M., Neamţu, M. : **Asupra condiţiilor iniţiale în analiza circuitelor electrice în regim tranzitoriu.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 7, oct 1978, p. 244

Se prezintă o metodă sistematică simplă de determinare direct pe calculator a condiţiilor iniţiale de analiză a circuitelor electrice în regim tranzitoriu cu un grad mare de generalitate şi aplicabilitate.

CZ 621.38 – 52 : 621 313

MOTOARE ELECTRICE PAS CU PAS
COMANDĂ ELECTRONICĂ
SCHEME DE ALIMENTARE

Kelemen, A. şi *Trifa, V.* : **Scheme electronice de comandă şi alimentare pentru motoare pas cu pas.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26** , nr. 7, oct 1978, p. 25 0

Lucrarea prezintă, comparativ, cîteva scheme de comandă cu circuite integrate, precum şi diferite scheme de alimentare a motoarelor electrice pas cu pas, cu tranzistoare şi tiristoare, insistîndu-se pe influenţa acestor scheme asupra performanţelor motoarelor. Se dau, de asemenea, cîteva metode folosite în tehnica forţării pantei impulsului de curent prin fazele motorului electric pas cu pas.

CZ 621.3.014.31 :.621.376

ARC ELECTRIC
CURENT ALTERNATIV
SUFLAJ MAGNETIC

Popescu, M., Truşcă, V. : **Eficienţa suflajului magnetic la stingerea arcului de curent alternativ.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 7, oct 1978, p. 260

Articolul cuprinde o metodă grafo-analitică de optimizare a suflajului magnetic la contactoarele de curent alternativ.

CZ 621.3.025.3 :.681.142

CURENŢI DE SCURTCIRCUIT
ECUAŢII PARK
METODE DE CALCUL

Mihalache, M. : **Cu privire la rezolvarea numerică a ecuaţiilor Park cu parametri tranzitorii.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 7, oct 1978, p. 265

În articol se expune un procedeu de calcul al curenţilor de scurtcircuit trifazat brusc, prin rezolvarea numerică a ecuaţiilor Park cu parametri tranzitorii.

CZ 621.314.5

CIRCUITE COMANDATE CU
TIRISTOARE
MODEL MATEMATIC
REGIM DINAMIC

Zamfirescu, C. : **Un model matematic al mutatorului comandat cu tiristoare — bidirecţional, cu curenţi de circulaţie — schema — dublă stea antiparalel.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 7, oct 1978, p. 270

Lucrarea descrie un model matematic folosit în analiza funcţionării normale şi anormale a mutatoarelor comandate cu tiristoare.

NOTE 270

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; **ing. I.** BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. **dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing.** V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. **CORLĂŢEANU** ; prof. dr. ing. **T. DORDEA** ;prof. dr. ing. M. **DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing.** M. HÂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HOR**TOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr.** ing. **D. F. LĂZĂROIU ; ing.** V. **LEFTER** ; **dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. st.** tehn. **ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ;** ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. PENESCU, membdu coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. Popa ; prof. dr. ing S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. st. tehn. **ing.** REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS **STANCIU,** redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN **TEODOR** TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA" (E.E.A.),* organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, maşini-unelte şi mecanică fină, apare în cadrul *OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (O.I.D.),* al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică, *(I.C.P.E.).* Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la *O.I.D.* Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAŢIA"*, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 504, Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976 , conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — Bucureşti — Str. 13 Decembrie, nr. 3, P.O. Box 136—137 — Telex. 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.315.66.046.2

ПЕРЕДАВАЕМОСТЬ ТЕРМИЧЕСКАЯ
ПРОВОДНИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
ВЫЧИСЛЕНИЕ

Хортопан, Г., Чепару, Д., Костаке, К., Пипера, В.: **Термическая передаваемость электрических проводников к воздуху.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 26**, nr. 7, окт. 1978, стр. 241

Изучается передаваемость тепла, электрических проводников к воздуху, исходя от инвариантов известных в физике, с помощью отношения,содержащего конвекционные и излучающие процессы. Имеется в виду влияние температуры окружающей среды, плотность, текучесть, удельное тепло, термическая проводимость воздуха как и вариация этих факторов относительно температуры. В конце представлены кривые полезные в проектирующем вычислении.

УДК 621.374.015

ЦЕПИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
ИСТОЧНИКИ УПРАВЛЯЕМЫЕ
ЭЛЕМЕНТЫ ИЗБЫТОЧНЫЕ
ЦВМ

Иордаке, М., Нямцу, М.: **Относительно первоначальных условий в анализе электрических цепей в переходном режиме.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 26**, nr. 7, окт. 1978, стр. 244

Представлен простой систематический метод прямого определения на ЦВМ первоначальных условий анализа электрических цепей в переходном режиме с повышенной степенью обобщения и применяемости.

УДК 621.38—52 :.621.313

ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛИ ШАГОВЫЕ
УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ
СХЕМА ПИТАНИЯ

Келемен, А. и Трифа, В.: **Электронные схемы управления и питания для шаговых двигателей.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 26**, nr. 7, окт. 1978, стр. 250

В работе представлены, сравнительным образом, схемы управления с интегрированными цепям как и различные схемы питания шаговых электродвигателей с транзисторами и тиристорами, изображая влияние этих схем на достижения двигателя. Излагаются несколько методов, использованных в технике форсирования наклона импульса тока через фазы шагового электродвигателя.

УДК 621.3.014.31 :.621.376

ДУГА ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ
ТОК ПЕРЕМЕННЫЙ
ДУТЬЕ МАГНИТНОЕ

Попеску, М., Трушкэ, В.: **Эффективность магнитного дутья при затухании дуги переменного тока.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 26**, nr. 7, окт. 1978, стр. 260.

Статья представляет графо-аналитический метод оптимизации магнитного дутья у контакторов переменного тока.

УДК 621.3.025.3 :.681.142

ТОК КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ
УРАВНЕНИЯ ПАРК
МЕТОДЫ ВЫЧИСЛЕНИЯ

Михалаке, М.: **Относительно цифрового решения уравнений Парк с переходными параметрами.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 26**, nr. 7, окт. 1978, стр. 265

В статье представлен метод вычисления токов котроткого замыкания внезатно трифазированного посредством цифрового решения уравнений Парк с переходными параметрамп.

УДК 621.314.5

ЦЕПИ УПРАВЛЯЕМЫЕ ТИРИСТОРАМИ
МОДЕЛЬ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ
РЕЖИМ ДИНАМИЧЕСКИЙ

Замфиреску, К.: **Математическая модель управляемого мутатора с тиристорами — двууправляемой с токами циркуляции — схема двойной звездой, антипараллельной.**

Е.Е.А.—**Electrotehnica 26**, nr. 7, окт. 1978, стр. 270

Работа описывает математическую модель использованную в анализе нормального и ненормального функционирования управляемых мутаторов с тиристорами.

INHALT

DK 621.315.5 :.66.046.2

WÄRMEÜBERTRAGUNG
STROMLEITER
BERECHNUNG

Hortopan, G., Ceparu, D., Costache, C., Pipera, V.: **Wärmeübertragung der elektrischen Stromleiter in die Luft.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 7, Oktober 1978, S. 241

Es wird die Wörmeübertragung der elektrischen Stromleiter, in die Luft, angefangen mit den in der Physik bekannten Invarianten mit Hilfe einer Beziehung die die Wärmekonvektion — und Strahlungsprozesse enthält, berechnet. Es wird der Einfluss der Temperatur des ungebenden Medium's, die Dichte, die Viskosität, die speziphische Wärme, die Wärmeleitfähigkeit der Luft, ebenso deren Schwankung mit der Temperatur, in Betracht genommen. Zu Schluss werden nützliche Kurven für Projektierungsrechnungen, dargestellt.

DK 621.374.015

ELEKTRISCHE STROMKREISE
GESTEUERTE QUELLEN
ELEMENTE IN ÜBERSCHUSS
NUMERISCHER RECHNER

Iordache, M., Neamțu, M.: **Bezüglich der Anfangsbedingungen während der Analyse der elektrischen Stromkreisen, in zeitlich veränderlicher Betriebsart.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 7, Oktober 1978, S. 244

Es wird eine systematische, einfache Methode, zur Ermittelung direkt auf dem Rechner, der Anfangsbedingungen bei der Analyse der elektrischen Stromkreisen im transistorischen Betriebszustand, mit grosser Allgemeinheit und Anwendungsmöglichkeit, behandelt.

DK 621.38—52 :.621.313

ELEKTRISCHE MOTOREN MIT SCHRITTWEITE
ELEKTRONISCHE STEUERUNG
BESPEISUNGSSCHEMEN

Kelemen, A. und *Trifa, V.:* **Elektronische Steuerungs-und Bespeisungsschemen für Motoren mit Schrittweite.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 7, Oktober 1978, S. 250

Der Artikel behandelt den Vergleich einiger Steuerungsschemen mit Integrierschaltungen, ebenso wie einige Bespeisungsschemen der elektrischen Motoren mit Schrittweite,

samt Transistoren und Thyristoren; es wird auf den Einfluss dieser Schemen auf die Höchstleistung der Motoren, betont. Es werden ebenfalls einige Methoden, angewendet in der Technik des Zwängen der Steilheit des Stromimpulses durch die Phasen des elektrischen Motors mit Schrittweite, angegeben.

DK 621.3.014.31 :.621.376

ELEKTRISCHER LICHTBOGEN
WECHSELSTROM
MAGNETISCHE UNTERGRUSUNG

Popescu, M., Trușcă, V. : **Wirksamkeit der magnetischen Untergrusung bei der Löschung des Wechselstrombogens.**

E.E.A. – **Elektrotehnica 26.** nr. 7, Oktober 1978, S. 260

Der Artikel behandelt eine graphisch-analytische Methode zur Optimierung der magnetischen Untergrusung bei Wechselstromeinschalter.

DK 621.3.025.3 :.681.142

KURZSCHLUSSTRÖME
PARKGLEICHUNGEN
RECHENMETHODEN

Mihalache, M. : **Bezüglich der numerischen Lösung der Parkgleichungen mit transitorischen Parametern.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 7 Oktober 1978, S. 265

Im Artikel wird ein Berechnungsvorgang der schlagartigen Kurzschlussdrehströme, mittels der numerischen Lösung der Parkgleichungen mit transitorischen Parametern, behandelt.

DK 621.314.5

STROMKREISE MIT THYRISTOREN GESTEUERT
MATHEMATISCHES MODELL
DYNAMISCHE BETRIEBSART

Zamfirescu, C. : **Ein mathematisches Modell, des mit Thyristoren, in zwei Richtungen mit Fahrströmen gesteuerten Stromrichters. Die doppelte Scheme Stern-Antiparallel.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 7, Oktober 1978 S. 270

Der Artikel beschreibt ein mathematisches Modell, das in der Analyse des normalen und anormalen Betriebs der mit Thyristoren gesteuerten Stromrichter, angewendet wird.

CONTENT

DC 621.315.5 :.66.046.2

THERMAL TRANSMISSIVITY
ELECTRICAL CONDUCTORS
COMPUTATION

Hortopan, G., Ceparu, S., Costache, C., Pipera, V. : **The electrical conductors thermal transmissivity to the air.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 7 oct. 1978, p. 241

The electrical conductors thermal transmissivity to the air is calculated, starting from the invariants known in physics, by means of a relation which includes the convection and radiation processes. The temperature influence on the environment, the density, viscosity, heat capacity, thermal conductivity of the air, as well as their variation with temperature are taken into account. Finally, some useful curves for designing computations are presented.

DC 621.374.015

ELECTRIC CIRCUITS
CONTROLLED SOURCES
ELEMENTS IN EXCESS
DIGITAL COMPUTER

Iordache, M., Neamțu, M. : **On the initial conditions în analyzing the transient regime electric circuits.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 7, oct 1978, p. 244

The paper deals with a simple and systematic method for determining directly on a computer, the initial conditions in analyzing the transient regime electric circuits with a high degree of generality and aplicability.

DC 621.38–52 : 621.313

STEP-BY-STEP ELECTRIC
MOTORS
ELECTRONIC CONTROL
SUPPLY NETWORK

Kelemen, A. and *Trifa, V.* : **Electronic control diagrams and supply circuits for step-by-step motors.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 7, oct. 1978 p. 250

The paper makes a comparison between several integrated circuit control diagrams, as well as different transistor and thyristor step-by-step electric motor supplying circuits, the authors insisting upon these circuits influence on the motor performances. Some methods used in the technique of current impulse slope forcing through the step-by-step electric motor phases, are also given.

DC 621.3.014.31 : 621.376

ELECTRIC ARC
ALTERNATIVE CURRENT
MAGNETIC BLOW-OUT

Popescu, M., Trușcă, V. : **The magnetic blow-out efficiency for the alternative current arc quenching.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 7, oct. 1978, p. 260

The paper presents a grapho-analytical method of optimizing the magnetic blow-out in the alternative current contactors.

DC 621.3.025.3 :.681.142

SHORT-CIRCUIT CURRENT
PARK EQUATIONS
COMPUTATION METHODS

Mihalache, M.: **On numerically solving the transient parameter Park equations.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 7, oct 1978 p. 265

A computation method is described, for the sudden three-phase short-circuit current, by numerically solving the transient parameter Park equations.

CD 621.314.5

THYRISTOR CONTROLLED
CIRCUITS
MATHEMATICAL MODEL
DYNAMIC REGIME

Zamfirescu, C. : **A mathematical model of the thyristor controlled mutator — bidirectional with circulation currents — antiparralel double star diagram.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 7, oct 1978 p. 270

The paper describes a mathematical model used in analyzing the regular and irregular operation of thyristor controlled mutators.

SOMMAIRE

CD 621.315.5 :.66.046.2

TRANSMISSIVITÉ THERMIQUE
CONDUCTEURS ELECTRIQUES
CALCUL

Hortopan, G., Ceparu, D., Costache, C., Pipera, V. : **La transmissivité thermique des conducteurs électriques vers l'air.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 7, oct. 1978 p. 241

On calcule la transmissivité de la chaleur, vers l'air, des conducteurs électriques, en partant des invariants connus de la physique, à l'aide d'une relation qui comprend les

processus de convection et de réaction. On tient compte de l'influence de la température du milieu ambiant, de la densité, de la viscosité, de la chaleur spécifique, de la conductivité thermique de l'air, ainsi que de leur variation en fonction de la température. Finallement on présente des courbes utiles pout les calculs de projection.

CD 621.374.015

CIRCUITS ELECTRIQUES
SOURCES COMMANDÉES
ELEMENTS EN EXCES
CALCULATEUR NUMERIQUE

Iordache, M., Neamțu, M : **Sur les conditions initiales dans l'analyse des circuits électriques en régime transitoire.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 7 oct. 1978, p. 244

On présente une methode sistématique simple pour déterminer directement sur le calculateur, les conditions initiales de l'analyse des circuits électriques en régime transitoire avec un degré de géneralité et d'aplicabilité grand.

CD 621.38–52 :.621.313

MOTEURS ELECTRIQUES À PAS
COMMANDE ELECTRONIQUE
SCHEMAS D'ALIMENTATION

Kelemen, A. et *Trifa, V.* : **Schémas électroniques de commande et d'alimentation pour les moteurs à pas.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 7, oct. 1978, p. 250

L'ouvrage présente par comparaison quelques schémas de commande avec des circuits integrés ainsi que des divers schémas d'alimentation des moteurs électriques à pas avec des transistors et des thyristors, en insistant sur l'influence deces schémas sur les performances des moteurs.

On donne aussi, quelques methodes employés dans la technique du moteur électrique à pas.

CD 621.3.014.31 :.521.376

ARC ELECTRIQUE
COURANT ALTERNATIF
SOUFFLAGE MAGNETIQUE

Popescu, M., Trușcă, V. : **L'efficience du soufflage magnétique à l'extinction de l'arc de courant alternatif.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26** nr. 7 oct. 1978, 260

L'article comprend une methode graphique et analytique d'optimasation pour le soufflage magnetique aux contacteurs de cournat alternatif.

CD 621.3.025.3 :.681.142

COURANTS DE COURTCIRCUIT
EQUATIONS PARK
METHODE DE CALCUL

Mihalache, M. : **Sur la solution numérique des équations Park avec des paramètres transitoires.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 7, oct. 1978, p. 265

Dans l'article on expose un procédé de calcul des courants de courtcircuit triphasé brusque, par la solution numérique des équations Park avec des paramètres transitoires.

CD 621.314.5

CIRCUITS COMMANDES AVEC
DES THYRISTORS
MODELE MATHEMATIQUE
REGIME DYNAMIQUE

Zamfirescu, C. : **Un modèle mathématique du mutateur commandé avec des thyristors — bidirectionnel avec des courants de circulation — schéma double étoile antiparallèle.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 7, oct. 1978, p. 270

L'ouvrage décrit un modèle mathématique employé dans l'analyse du fonctionnement normale et anormale des mutateurs commandés avec des thyristors.

ELECTROTEHNICĂ, ELECTRONICĂ ŞI AUTOMATICĂ

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Electrotehnica nr. 7

CZ 621.315.5 :.66.046.2

TRANSMISIVITATE TERMICĂ
CONDUCTOARE ELECTRICE
CALCUL

Transmisivitatea termică a conductoarelor electrice către aer

G. HORTOPAN, D. CEPARU, C. COSTACHE, V. PIPERA* — BUCUREŞTI

Introducere

Această lucrare se ocupă de determinarea transmisivităţii căldurii de la conductoarele electrice, parcurse de curent, către aer. Necesitatea acestei determinări apare evidentă deoarece transmisivitatea intervine ca un parametru global în ecuaţia căldurii [1]:

$$\frac{\partial \theta}{\partial t} = \frac{\rho j^2}{c_1} + \frac{\lambda}{c_1} \Delta\theta - \frac{\alpha l_p}{c_1 A} \theta. \qquad (1)$$

În acest parametru global α se include atît transmisia căldurii prin convecţie naturală (α_C), cît şi prin radiaţia (α_R) în acord cu relaţia:

$$\alpha = \alpha_C + \alpha_R, \qquad (2)$$

unde: α_R este transmisivitatea prin radiaţie;
α_C — transmisivitatea prin convecţie;
α — transmisivitatea globală.

Pînă în prezent transmisivitatea globală era dată de relaţia (2), iar relaţia de dependenţă între puterea disipată şi supratemperatură era considerată liniară. În cele ce urmează se va determina transmisivitatea totală, plecînd de la evaluarea puterii specifice în acord cu legile radiaţiei şi convecţiei.

Puterea radiată de un corp plasat în vid sau într-o atmosferă gazoasă de temperatură T_2 se obţine cu ajutorul legii Ştefan-Boltzmann:

$$p_R = K e_t (T_1^4 - T_2^4), \qquad (3)$$

unde: p_R este puterea specifică radiată de corp;
K — constanta lui Boltzmann:

$$K = 5{,}6697 \cdot 10^{-8} \frac{W}{m^2 K^4};$$

e_t — emisivitatea totală a corpului;
T_1 — temperatura absolută a suprafeţei corpului;
T_2 — temperatura absolută a fluidului.

Puterea transmisă prin convecţie a fost determinată de Nusselt folosind teoria similitudinii.

Dacă ΔT este diferenţa de temperatură dintre suprafaţa corpului şi fluid atunci:

$$p_c = \alpha_c \cdot \Delta T, \qquad (4)$$

unde: p_c este puterea specifică, transmisă prin convecţie;
α_c — transmisivitatea căldurii prin convecţie.

1. Determinarea unei ecuaţii generale

Pornind de la relaţia (3) şi notînd:
$T_1 = T_2 + \Delta T$, rezultă:

$$p_R = 4 K e_t \cdot T_2^3 \left[\Delta T + \frac{6 \Delta T^2}{4 T_2} + \frac{\Delta T^3}{T_2^2} + \frac{\Delta T^4}{4 T_2^3} \right]. \qquad (5)$$

Folosind metoda celor mai mici pătrate [2], pentru valori ale supratemperaturii conductorului ΔT cuprinse între $5 \div 200$°C polinomul dintre croşete se poate aproxima cu:

$$P(\Delta T) = 0{,}66 \cdot \Delta T^{1{,}2}, \qquad (6)$$

cu eroare mai mică de 20%.

Deci, puterea specifică transmisă prin radiaţie este:

$$p_R = 2{,}65 \cdot K \cdot e_t T_2^3 \Delta T^{1{,}2}. \qquad (7)$$

Pentru convecţia naturală se foloseşte relaţia din [2]:

$$Nu = 0{,}9 (Gr.Pr)^{0{,}2}, \qquad (8)$$

* *G. Hortopan* este profesor, *D. Ceparu*, *C. Costache*, *V. Pipera* sînt studenţi ai Facultăţii de electrotehnică din I.P.B.

unde: Nu este numărul lui Nusselt [1].

$$Nu = \frac{\alpha_c d_c}{\lambda}, \qquad (9)$$

Gr este numărul lui Grashof [2]:

$$Gr = \frac{\rho^2 d_c^2 \cdot \beta \Delta T \cdot g}{\mu^2}; \qquad (10)$$

Pr este numărul lui Prandtl [2]:

$$Pr = \frac{\mu \cdot c_p}{\lambda}, \qquad (11)$$

unde:

λ este conductivitatea termică a fluidului, $\frac{W}{m \cdot c}$

ρ — densitatea fluidului, $\frac{kg}{m^3}$

$\beta = \frac{1}{T}$ — coeficientul de dilatație la presiune constantă a fluidului, 1/k;

μ — viscozitatea dinamică a fluidului, $\frac{Ns}{m^2}$;

g — accelerația gravitațională, m/s²;

c_p — căldura specifică a fluidului la presiune constantă, j/kg°C;

d_c — dimensiunea caracteristică, m.

Din relațiile (4), (8), (9), (10), (11) se obține:

$$p_c = 0{,}9\left(\frac{\lambda^4 \cdot c_p \rho^2 \cdot \beta \cdot g}{d_c^2 \mu}\right)^{0{,}2} \cdot \Delta T^{1{,}2}. \qquad (12)$$

Puterea specifică totală [2] este egală cu suma puterilor specifice evacuate separat prin convecție naturală și radiație:

$$p = p_c + p_R = \left[2{,}65 \cdot K \cdot e_t \cdot T_2^3 + 0{,}9\left(\frac{\lambda^4 \cdot C_p \cdot \beta \cdot g}{d_c^2 \mu}\right)^{0{,}2}\right]\Delta T^{1{,}2}, \qquad (13)$$

de unde rezultă:

$$\alpha = \frac{p}{\Delta T}.$$

Deci, expresia transmisivității este:

$$\alpha = \left[2{,}65 \cdot K \cdot e_t \cdot T_2^3 + 0{,}9\left(\frac{\lambda^4 \cdot C_p \cdot \rho^2 \cdot \beta \cdot g}{d_c^2 \mu)}\right)^{0{,}2}\right]\Delta T^{0{,}2}. \qquad (14)$$

2. Rezultate: S-au trasat curbele transmisivității $\alpha = f(\Delta T)$ pentru următoarele situații:

a) $e_t = 0{,}88$ $\theta_{ma} = 20°C$ cu $\Delta T = 5 \ldots 200°C$, pentru: $d_c = 5 \ldots 200$ mm;

b) $e_t = 0{,}88$; $\theta_{ma} = 40°C$ cu $\Delta T = 5 \ldots 200°C$, pentru: $d_c = 5 \ldots 200$ mm (figura 1);

c) $e_t = 0{,}88$; $\theta_{ma} = 60°C$ cu $\Delta T = 5 \ldots 200°C$, pentru: $d_c = 5 \ldots 200$ mm;

d) $e_t = 0{,}52$; $\theta_{ma} = 20°C$ cu $\Delta T = 5 \ldots 200°C$, pentru: $d_c = 5 \ldots 200$ mm;

e) $e_t = 0{,}52$; $\theta_{ma} = 40°C$ cu $\Delta T = 5 \ldots 200°C$, pentru: $d_c = 5 \ldots 200$ mm (figura 2);

f) $e_t = 0{,}52$; $\theta_{ma} = 60°C$ cu $\Delta T = 5 \ldots 200°C$, pentru: $d_c = 5 \ldots 200$ mm;

g) $e_t = 0{,}2$; $\theta_{ma} = 20°C$ cu $\Delta T = 5 \ldots 200°C$, pentru: $d_c = 5 \ldots 200$ mm;

h) $e_t = 0{,}2$ $\theta_{ma} = 40°C$ cu $\Delta T = 5 \ldots 200°C$, pentru: $d_c = 5 \ldots 200$ mm (figura 3);

i) $e_t = 0{,}2$; $\theta_{ma} = 60°C$ cu $\Delta T = 5 \ldots 200°C$, pentru: $d_c = 5 \ldots 200$ mm.

3. Concluzii și observații

a. În relația (14) s-a ținut seama de dependența unor mărimi fizice cu temperatura și s-au făcut corecțiile după cum urmează:

1) Viscozitatea dinamică. Această mărime variază cu temperatura după relația dată de [3]:

$$\mu = \mu_0\left(\frac{\theta_2 + 273}{273}\right)^n \qquad (15)$$

unde:

θ_2 este temperatura aerului, °C;

μ_0 este viscozitatea dinamică la 0°C, $\frac{Ns}{m^2}$;

$\mu_0 = 1{,}7191 \cdot 10^{-5}$, $\frac{N \cdot s}{m^2}$, din lucrarea [3].

n este dat de lucrarea [3]: $n = 0{,}76$.

2) Densitatea aerului. În acord cu legea gazelor perfecte

$$pv = RT, \tag{16}$$

$$\frac{p}{\rho} = RT, \tag{17}$$

rezultă că pentru densitate este valabilă următoarea relație:

$$\frac{\rho_\theta}{\rho_0} = \frac{T_0}{T_\theta}; \tag{18}$$

sau:

$$\rho_\theta = \rho_0 \frac{273}{273 + \theta}, \tag{19}$$

unde:

ρ_0 este densitatea aerului la 0°C în kg/m³;

$\rho_0 = 1{,}275 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$ din [1];

θ — temperatura aerului, °C;

ρ_θ — densitatea aerului la temperatura θ, kg/m³.

3) Conductivitatea termică. Valorile conductivității termice a aerului în funcție de temperatură sînt, după [3], date în tabelul 1:

Tabelul 1

Temperatura, °C	Conductivitatea termică, $\frac{\text{W}}{\text{m grad}}$
0	0,0243067
50	0,0277957
100	0,031401

În cadrul lucrării s-a considerat temperatura mediului ambiant: $\theta_{ma} = 20; 40; 60$°C. Pentru aceste valori s-a efectuat o interpolare liniară, luînd ca bază valorile din tabelul 1.

4) Căldura specifică sub presiune constantă. Aceasta variază foarte puțin cu temperatura în plaja de valori pentru care s-au efectuat calculele. Astfel în Hütte se dau valorile din tabelul 2.

Tabelul 2

Valori ale căldurii specifice sub presiune constantă

Temperatura, °C	Căldura specifică sub presiune constantă, $\frac{\text{kcal}}{\text{kg grad}}$
0	0,95
100	0,99

Ca urmare, nu s-a considerat necesar să se efectueze corecția cu temperatura a căldurii specifice la presiune constantă. În adevăr, temperaturile aerului considerat în lucrare sînt de 20°C, 40°C, 60°C. Pentru aceste valori eroarea asupra căldurii specifice este mai mică de 1%.

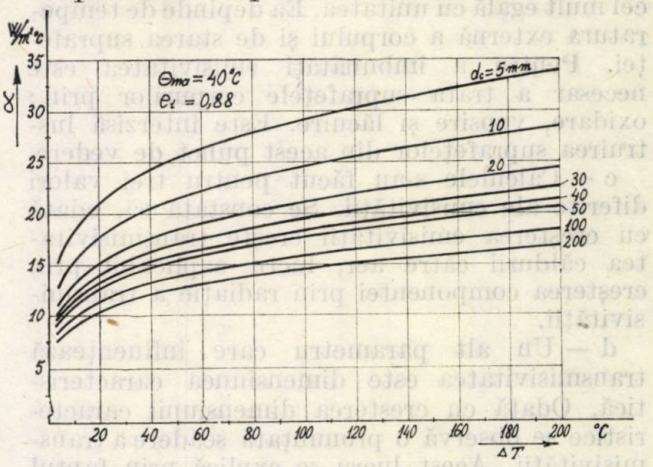


Fig. 1. Variația transmisivității termice, funcție de diferența de temperatură dintre suprafața corpului și fluid, pentru $\theta_{ma} = 40°$, $e_t = 0{,}88$ și valori ale dimensiunii caracteristice cuprinse între 5 și 200 mm.

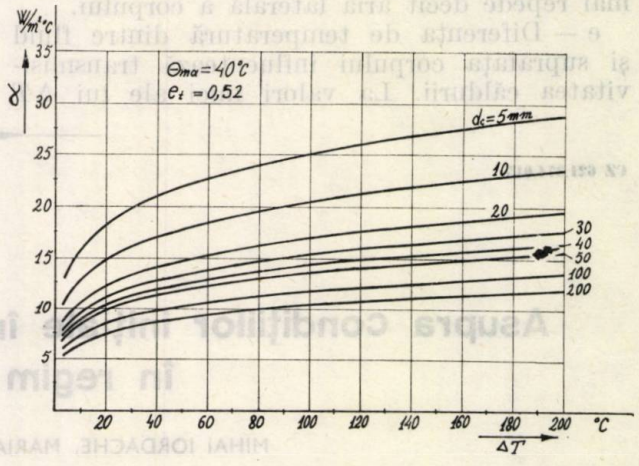


Fig. 2. Variația transmisivității termice, funcție de diferența de temperatură dintre suprafața corpului și fluid, pentru $\theta_{ma} = 40$°C, $e_t = 0{,}52$ și valori ale dimensiunii caracteristice cuprinse între 5 și 200 mm.

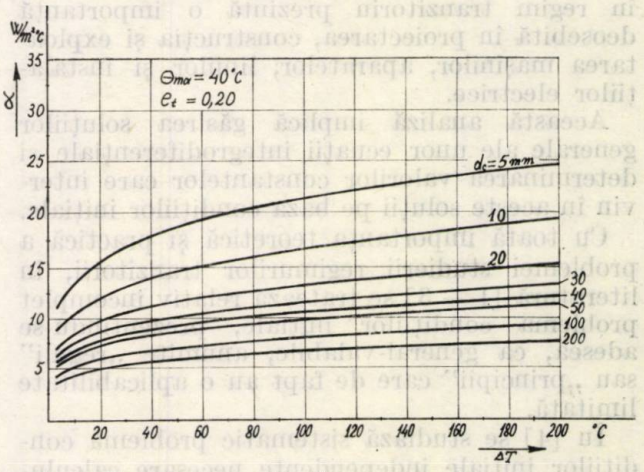


Fig. 3. Variația transmisivității termice, funcție de diferența de temperatură dintre suprafața corpului și fluid, pentru $\theta_{ma} = 40$°C, $e_t = 0{,}2$ și valori ale dimensiunii caracteristice cuprinse între 5 și 200 mm.

5) Emisivitatea totală. S-a neglijat variaţia acestei mărimi cu temperatura.

b — Emisivitatea totală este mai mică sau cel mult egală cu unitatea. Ea depinde de temperatura externă a corpului şi de starea suprafeţei. Pentru a îmbunătăţi emisivitatea este necesar a trata suprafeţele corpurilor prin: oxidare, vopsire şi lăcuire. Este interzisă lustruirea suprafeţelor din acest punct de vedere.

c — Calculele s-au făcut pentru trei valori diferite ale emisivităţii. Se constată că, odată cu creşterea emisivităţii creşte transmisivitatea căldurii către aer, lucru explicabil prin creşterea componentei prin radiaţie a transmisivităţii.

d — Un alt parametru care influenţează transmisivitatea este dimensiunea caracteristică. Odată cu creşterea dimensiunii caracteristice se observă o pronunţată scădere a transmisivităţii. Acest lucru se explică prin faptul că puterea dezvoltată în conductor creşte mult mai repede decît puterea disipată, fiind o consecinţă a faptului că volumul creşte mult mai repede decît aria laterală a corpului.

e — Diferenţa de temperatură dintre fluid şi suprafaţa corpului influenţează transmisivitatea căldurii. La valori mici ale lui ΔT transmisivitatea creşte mai repede şi apoi pentru valori mari ale lui ΔT (peste 100°C) creşterea devine liniară.

f — Temperatura fluidului influenţează foarte puţin transmisivitatea căldurii. Scăderea transmisivităţii în raport cu temperatura fluidului este mai semnificativă la valori mari ale dimensiunii caracteristice.

g — Valorile transmisivităţii calculate şi prezentate în diagramele din figurile 1, 2, 3 acoperă cerinţele de calcul pentru situaţiile prezentate în tehnică în cazul în care conductoarele electrice se răcesc în aer liniştit. În calculul regimurilor termice, staţionare şi tranzitorii o mare importanţă o are alegerea potrivită a transmisivităţii totale.

Bibliografie

[1] *Horlopan, Gh.* Aparate electrice. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1972.

[2] *Johannet, P.* Les mécanismes de vieillissement dans les contacts électriques et l'influence des échauffements sur durée de vie, EDF-Bulletin de la direction des études et rechercherrie B résaux électriques, matériels electriques, Nr.4, 1971 pp. 49—136.

[3] *Hütte.* Des ingenieurs Tachenbuch. Theoretische Grundlagen. Verlag Wilhelm Ernest Sohn — 1955 p. 765.

CZ 621.374.015

CIRCUITE ELECTRICE
SURSE COMANDATE
ELEMENTE IN EXCES
CALCULATOR NUMERIC

Asupra condiţiilor iniţiale în analiza circuitelor electrice în regim tranzitoriu

MIHAI IORDACHE, MARIA NEAMŢU* — BUCUREŞTI

Introducere

Analiza circuitelor electrice liniare (neliniare) în regim tranzitoriu prezintă o importanţă deosebită în proiectarea, construcţia şi exploatarea maşinilor, aparatelor, liniilor şi instalaţiilor electrice.

Această analiză implică găsirea soluţiilor generale ale unor ecuaţii integrodiferenţiale şi determinarea valorilor constantelor care intervin în aceste soluţii pe baza condiţiilor iniţiale.

Cu toată importanţa teoretică şi practică a problemei studierii regimurilor tranzitorii, în literatură [1 — 3] se tratează relativ incomplet problema condiţiilor iniţiale, prezentîndu-se adesea, ca general-valabile, anumite „reguli" sau „principii" care de fapt au o aplicabilitate limitată.

În [4] se studiază sistematic problema condiţiilor iniţiale independente necesare calculului curenţilor şi căderilor de tensiune în cazul circuitelor electrice liniare. Metoda prezentată în [4] are o mai mare aplicabilitate decît cele anterioare, însă nu poate fi utilizată direct în analiza regimurilor tranzitorii pe calculatorul numeric.

În ultimii ani, studiul regimurilor tranzitorii este de neconceput fără utilizarea nemijlocită a calculatoarelor electronice. Circuitele electrice liniare complexe şi, mai ales, circuitele electrice şi electronice neliniare sînt practic imposibil de analizat în regim tranzitoriu, fără folosirea calculatoarelor electronice. De aceea, se impune găsirea unei metode sistematice de stabilire a condiţiilor iniţiale independente, necesare calculului circuitelor electrice liniare (neliniare) în regim tranzitoriu. Stabilirea acestor condiţii iniţiale trebuie să se facă automat, direct de către calculator, fără intervenţia utilizatorului.

În lucrare se prezintă o metodă sistematică simplă de determinare a condiţiilor iniţiale

* Dr. ing. *Iordache, M.* este şef de lucrări, iar ing. *Neamţu, M.* este asistentă la Institutul politehnic — Bucureşti.

cu un grad mare de generalitate și aplicabilitate. Procedeul de stabilire a condițiilor inițiale se face direct pe calculator, ceea ce permite determinarea automată a acestora ori de cîte ori are loc o schimbare bruscă a regimului de funcționare a circuitului electric studiat. Schimbări bruște de regimuri de funcționare apar la conectarea sau deconectarea anumitor întreruptoare din circuit și în toate circuitele cu tiristoare cînd se schimbă starea de conducție a acestora [10].

Circuitul analizat poate fi liniar sau neliniar și poate conține: surse comandate liniare (neliniare) diport de orice tip [5—9]; orice tip de elemente în exces [2—11] și cuplaje magnetice.

Metoda se bazează pe continuitatea variației fluxurilor magnetice prin suprafețele deschise sprijinite pe buclele atașate bobinelor coarde, pe continuitatea variației sarcinilor electrice din suprafețele de secțiune atașate condensatoarelor ramuri și pe verificarea teoremelor Kirchhoff, la momentul $t = t_{0+}$, pe buclele atașate condensatoarelor coarde și pe suprafețele de secțiune atașate bobinelor ramuri.

1. Stabilirea sistematică a condițiilor inițiale independente

Pentru studiul circuitelor electrice în regim tranzitoriu pe calculator este necesar ca ecuațiile de stare ale circuitului ce guvernează acest regim, să fie aduse la forma normală (canonică):

$$\dot{x} = f(x, t), \tag{1}$$

unde:

$x \in \mathbb{R}^n$ este vectorul variabilelor de stare, iar $f: \mathbb{R}^n \; XI \to \mathbb{R}^n$, $I \in R^1$, este o funcție liniară sau neliniară în raport cu x, după cum circuitul este liniar sau neliniar [2, 3, 5—7].

Pentru aducerea ecuațiilor de stare la forma canonică (1) se utilizează metoda prezentată în [5,11]. Se asociază circuitului două grafe: unul de curent G^I și altul de tensiune G^U. Aceste grafe diferă prin pozițiile ocupate de elementele ideale de circuit, prin care se simulează sursele comandate sau cuplajele magnetice.

Dacă circuitul studiat nu conține surse comandate și/sau cuplaje magnetice cele două grafe coincid. Se selectează același arbore normal (arborescență normală în cazul circuitelor electrice neconexe), în sens Bryant [2,5—7,11], în cele două grafe numit — *arbore normal comun* (*ANC*).

Cuplajele magnetice se simulează cu surse ideale de tensiune comandate în curent [7], iar sursele comandate se înlocuiesc cu scheme echivalente cu elemente de circuit ideale dipolare [8, 11]. Prin aceasta circuitul examinat conține numai elemente ideale de circuit dipolare.

Matricele incidențelor esențiale (*MIE*)Λ, β, asociate celor două grafe, se partiționează astfel:

$$\Lambda = \begin{array}{c} a/c \\ E \\ C_a \\ R_a \\ L_a \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{cccc} C_c & R_c & L_c & J \end{array} \\ \begin{bmatrix} \Lambda_{EC} & \Lambda_{ER} & \Lambda_{EL} & \Lambda_{EJ} \\ \Lambda_{CC} & \Lambda_{CR} & \Lambda_{CL} & \Lambda_{CJ} \\ 0 & \Lambda_{RR} & \Lambda_{RL} & \Lambda_{RJ} \\ 0 & 0 & \Lambda_{LL} & \Lambda_{LJ} \end{bmatrix} \end{array}, \quad \beta = \tag{2 a}$$

$$= \begin{array}{c} a/c \\ E \\ C_a \\ R_a \\ L_a \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{cccc} C_c & R_c & L_c & J \end{array} \\ \begin{bmatrix} \beta_{EC} & \beta_{ER} & \beta_{EL} & \beta_{EJ} \\ \beta_{CC} & \beta_{CR} & \beta_{CL} & \beta_{CJ} \\ 0 & \beta_{RR} & \beta_{RL} & \beta_{RJ} \\ 0 & 0 & \beta_{LL} & \beta_{LJ} \end{bmatrix} \end{array}. \tag{2 b}$$

Dacă circuitul este neliniar, mulțimea rezistoarelor ramuri (coarde) n_{Ra} (n_{Rc}) este ordonată astfel: mai întîi rezistoarele ramuri (coarde), controlate în tensiune, și apoi rezistoarele ramuri (coarde controlate în curent [5]. Mulțimea rezistoarelor ramuri (coarde) n_{Ra} (n_{Rc}) include și rezistoarele prin care sînt simulate sursele comandate [5, 11].

Așa cum se arată în [7] pentru fiecare cuplaj magnetic numărul bobinelor ramuri se mărește cu doi, ceea ce este echivalent cu a spune că numărul elementelor de tip bobină în exces se mărește cu doi.

Numărul elementelor în exces este:

$$n_{ex} = n_{La} + n_{Cc}, \tag{3}$$

în care n_{La} reprezintă numărul bobinelor ramuri, iar n_{Cc} numărul condensatoarelor coarde. Pentru fiecare buclă formată numai din condensatoare sau din condensatoare și surse ideale independente de tensiune există cîte un condensator coardă și pentru fiecare suprafață de secțiune intersectată numai de bobine sau numai de bobine și surse ideale independente de curent există o bobină ramură [2, 5—7,9, 11].

În [5, 7, 11] se arată că la circuitele electrice liniare și la cele neliniare, în care bobinele neliniare sînt controlate în curent, iar condensatoarele neliniare sînt controlate în tensiune se pot alege ca variabile de stare curenții prin bobinele coarde și tensiunile de la bornele condensatoarelor ramuri. Prin urmare, vectorul de stare x are forma:

$$x = [i_{Lc}^T \; u_{Ca}^T]^T, \tag{4}$$

$x \in \mathbb{R}^n$.

Conform partiționării (2) a *MIE* Λ și β, teoremele Kirchhoff se scriu astfel :

TIK

$$i_E = -\Lambda_{EC}\, i_{Cc} - \Lambda_{ER}\, i_{Rc} - \Lambda_{EL}\, i_{Lc} - \Lambda_{EJ}\, i_J \,; \quad (5a)$$

$$i_{Ca} = -\Lambda_{CC}\, i_{Cc} - \Lambda_{CR}\, i_{Rc} - \Lambda_{CL}\, i_{Lc} - \Lambda_{CJ}\, i_J \,; \quad (5b)$$

$$i_{Ra} = -\Lambda_{RR}\, i_{Rc} - \Lambda_{RL}\, i_{Lc} - \Lambda_{RJ}\, i_J \,; \quad (5c)$$

$$i_{La} = -\Lambda_{LL}\, i_{Lc} - \Lambda_{LJ}\, i_J \,; \quad (5d)$$

T II K

$$u_{Cc} = \beta_{EC}^T\, u_E + \beta_{CC}^T\, u_{Ca} \,; \quad (5e)$$

$$u_{Rc} = \beta_{ER}^T\, u_E + \beta_{CR}^T\, u_{Ca} + \beta_{RR}^T\, u_{Ra} \,; \quad (5f)$$

$$u_{Lc} = \beta_{EL}^T\, u_E + \beta_{CL}^T\, u_{Ca} + \beta_{RL}^T\, u_{Ra} + \beta_{LL}^T\, u_{Lc} \,; \quad (5g)$$

$$u_J = \beta_{EJ}^T\, u_E + \beta_{CJ}^T\, u_{Ca} + \beta_{RJ}^T\, u_{Ra} + \beta_{LJ}^T\, u_{Cc}. \quad (5h)$$

Pentru determinarea arborelui normal comun asociat celor două grafe și a matricelor incidențelor esențiale Λ, β se utilizează algoritmul și programul prezentate în [6], unde se expune și o teoremă de existență a *ANC* care stabilește condițiile cînd un circuit electric posedă un *ANC*.

Se presupune că la momentul $t = t_0$ are loc o schimbare bruscă a regimului de funcționare a circuitului electric studiat (de exemplu prin închiderea sau deschiderea instantanee a unui întrerupător). Pentru a integra ecuațiile de stare (1) pentru $t > t_0$, este necesar să se cunoască valorile variabilelor de stare (i_{Lc} și u_{Ca}) la momentul $t = t_{0+}$.

Valorile variabilelor de stare la momentul $t = t_{0+}$ nu pot fi determinate numai funcție de valorile acestora la momentul anterior $t = t_{0-}$, ci trebuie luate în considerație și valorile curenților prin bobinele ramuri ca și cele ale tensiunilor de la bornele condensatoarelor coarde. Aceasta rezultă din faptul că fluxurile magnetice prin suprafețele deschise atașate buclelor bobinelor coarde (conform legii inducției electromagnetice) și sarcinile electrice din interiorul suprafețelor de secțiune atașate condensatoarelor ramuri (conform legii conservării sarcinii electrice) nu pot varia discontinuu.

Din continuitatea acestor fluxuri magnetice și sarcini electrice rezultă relațiile :

$$\Phi_{Lc}(t_{0+}) - \beta_{LL}^T\, \Phi_{La}(t_{0+}) = \Phi_{Lc}(t_{0-}) - \beta_{LL}^T \Phi_{La}(t_{0-}) \,; \quad (6a)$$

$$q_{Ca}(t_{0+}) + \Lambda_{CC}\, q_{Cc}(t_{0+}) = q_{Ca}(t_{0-}) + \Lambda_{CC}\, q_{Cc}(t_{0-}), \quad (6b)$$

în care : $\Phi_{Lc} \in \mathbb{R}^{n_{Lc}}$ ($\Phi_{La} \in \mathbb{R}^{n_{La}}$) reprezintă vectorul fluxurilor magnetice ale bobinelor coarde (ramuri), iar $q_{Ca} \in \mathbb{R}^{n_{Ca}}$ ($q_{Cc} \in \mathbb{R}^{n_{Cc}}$) este vectorul sarcinilor electrice ale condensatoarelor ramuri (coarde).

Dacă circuitul este liniar, ecuațiile (6) devin :

$$L_c\, i_{Lc}(t_{0+}) - \beta_{LL}^T\, L_a\, i_{La}(t_{0+}) = L_c\, i_{Lc}(t_{0-}) - \beta_{LL}^T\, L_a\, i_{La}(t_{0-}) \,; \quad (7a)$$

$$C_a\, u_{Ca}(t_{0+}) + \Lambda_{CC}\, C_c\, u_{Cc}(t_{0+}) = C_a\, u_{Ca}(t_{0-}) + \Lambda_{CC}\, C_c\, u_{Cc}(t_{0-}), \quad (7b)$$

unde : $L_c \in \mathbb{R}^{n_{Lc} \times n_{Lc}}$ ($L_a \in \mathbb{R}^{n_{La} \times n_{La}}$) este matricea diagonală a inductivităților bobinelor coarde (ramuri) și $C_a \in \mathbb{R}^{n_{Ca} \times n_{Ca}}$ ($C_c \in \mathbb{R}^{n_{Cc} \times n_{Cc}}$) este matricea diagonală a capacităților condensatoarelor ramuri (coarde).

În cazul cînd circuitul este neliniar, matricele $L_c(L_a)$ și $C_a(C_c)$ devin matricele diagonale ale inductivităților dinamice coarde (ramuri) $L_{dc}(L_{da})$ și respectiv ale capacităților dinamice ramuri (coarde) $C_{da}(C_{dc})$[5, 7, 11].

Numărul necunoscutelor din ecuațiile (7) ($n_{Lc} + n_{La} + n_{Ca} + n_{Cc}$) este mai mare decît numărul ecuațiilor ($n_{Lc} + n_{Ca}$). Alte $n_{La} + n_{Cc}$ ecuații se obțin din aplicarea teoremei întîi Kirchhoff pe suprafețele de secțiune atașate bobinelor ramuri și din aplicarea teoremei dor Kirchhoff pe buclele atașate condensatoarelo i coarde, la momentul $t = t_{0+}$.

$$i_{La}(t_{0+}) = -\Lambda_{LL}\, i_{LC}(t_{0+}) - \Lambda_{LJ}\, i_J(t_{0+}) \,; \quad (8a)$$

$$u_{Cc}(t_{0+}) = \beta_{EC}^T\, u_E(t_{0+}) + \beta_{CC}^T\, u_{Ca}(t_{0+}). \quad (8b)$$

Ecuațiile (7) și (8) permit determinarea curenților prin bobinele circuitului și tensiunilor de la bornele condensatoarelor la momentul $t = t_{0+}$.

Ecuațiile (7a) și (8a), (7b) și (8b) arată că curenții (tensiunile) prin (de la bornele) bobine (condensatoarelor) pot varia discontinuu, cu valori finite, de la t_{0-} la t_{0+}, dacă circuitul posedă elemente în exces de tip bobină (condensator).

În cazul cînd circuitul nu posedă nici un element în exces de tip bobină (condensator) curenții (tensiunile) prin (de la bornele) bobine (condensatoarelor) se conservă la schimbarea bruscă a regimului de funcționare, ceea ce conduce la determinarea directă a condițiilor inițiale independente la momentul $t = t_{0+}$.

De aceea, cunoașterea elementelor în exces ca tip și număr este o problemă cheie în stabilirea corectă a condițiilor inițiale independente. Metoda de determinare a *ANC* și a *MIE*, expusă în [6], permite identificarea tuturor elementelor în exces atît ca număr, cît și ca tip. Deci, prin simpla apelare a programului de determinare a *ANC* și a *MIE* prezentate în [6] se vor cunoaște matricele :

$$\beta_{LL}^T,\ \Lambda_{CC},\ \Lambda_{LL},\ \Lambda_{LJ},\ \beta_{EC}^T \text{ și } \beta_{CC}^T.$$

Sistemul de ecuații algebrice liniare format cu ecuațiile (7) și (8) se rezolvă cu una din procedurile cunoscute de rezolvare numerică a sistemelor de ecuații algebrice liniare [12].

2. Aplicaţie

Se consideră circuitul din figura 1 care conţine o sursă ideală de curent comandată în curent.

La momentul $t = 0$ se închide întrerupătorul K, schimbîndu-se astfel brusc regimul de funcţionare al circuitului.

Programul a sesizat prezenţa unei bucle formată numai din condensatoare şi surse ideale independente de tensiune şi a trei suprafeţe de secţiune intersectate numai la bobine ideale. Prin urmare, vectorul variabilelor de stare este:

$$x = [u_3\ u_4\ i_9]^T. \tag{9}$$

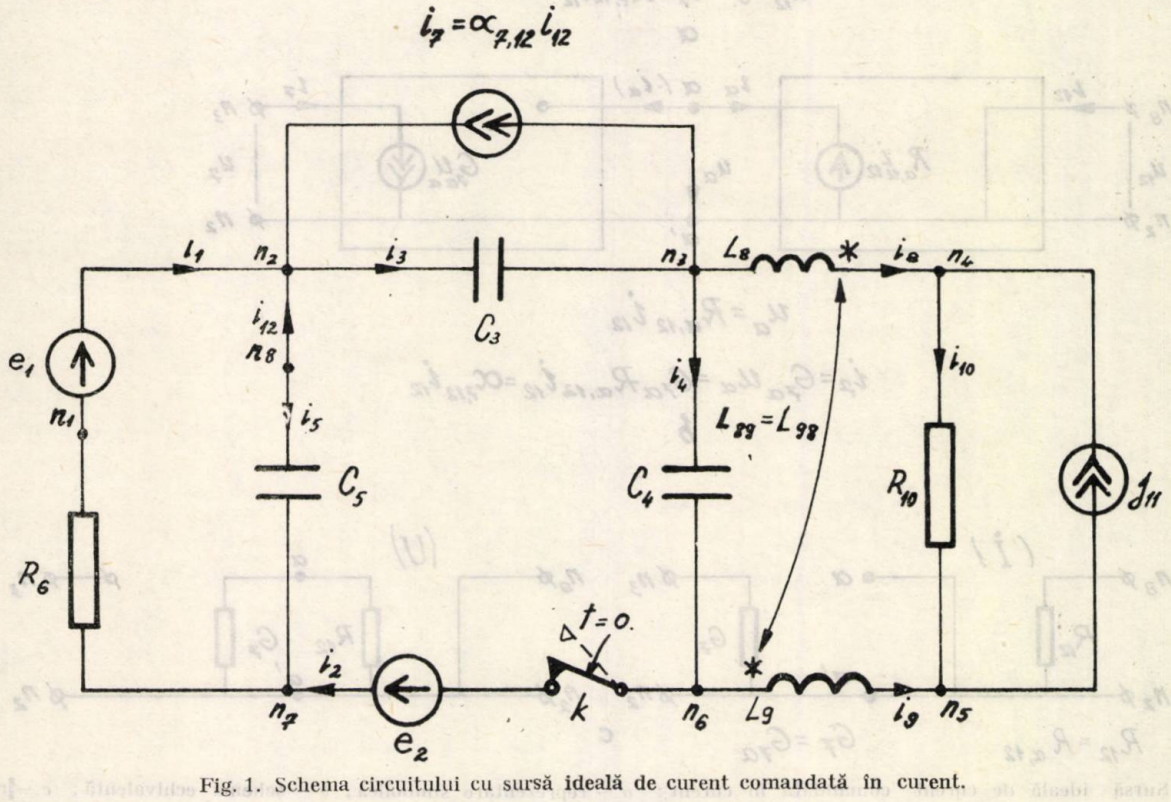


Fig. 1. Schema circuitului cu sursă ideală de curent comandată în curent.

Presupunînd cunoscute curenţii bobinelor şi tensiunile condensatoarelor la momentul anterior închiderii întrerupătorului K, $t = 0_-$, se determină valorile variabilelor de stare la momentul imediat următor $t = 0_+$, utilizînd procedeul descris la paragraful 1.

Sursa ideală de curent comandată în curent se simulează, în cele două grafe, cu schemele echivalente cu elemente dipolare din figura 2 c [8, 11]. Deoarece mărimea care comandă este un curent, în cele două grafe apare un mod în plus faţă de nodurile circuitului iniţial, nodul n_8.

Cele două bobine cuplate magnetic se simulează, în cele două grafe, cu schemele echivalente cu elemente dipolare din figura 3 c [7]. Cuplajul introduce două noduri în plus, nodurile n_9 şi n_{10}, în cele două grafe.

În figura 4 s-au reprezentat grafele circuitului, în figura 4 a cel de curent G^I, iar în figura 4 b cel de tensiune G^U.

ANC, obţinut în urma rulării programului din [6], s-a reprezentat în figura 4 cu linii continue, iar coarborele asociat cu linii întrerupte.

MIE Λ, β au forma:

$$\Lambda = \begin{array}{c|ccccc} a/c & C & R & & L & J \\ & 5 & 6 & 7 & 9 & 11 \\ \hline E\{1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ \quad\ \ 2 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ C\{3 & 1 & -1 & -1 & 0 & 0 \\ \quad\ \ 4 & 1 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ R\{10 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ \quad\ \ 12 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ L\{8 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \quad\ \ 13 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ \quad\ \ 14 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{array};$$

$$\beta = \begin{array}{c|ccccc} a/c & C & R & & L & J \\ & 5 & 6 & 7 & 9 & 11 \\ \hline E\{1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ \quad\ \ 2 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ C\{3 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ \quad\ \ 4 & 1 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ R\{10 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ \quad\ \ 12 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ L\{8 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \quad\ \ 13 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ \quad\ \ 14 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{array}. \tag{10}$$

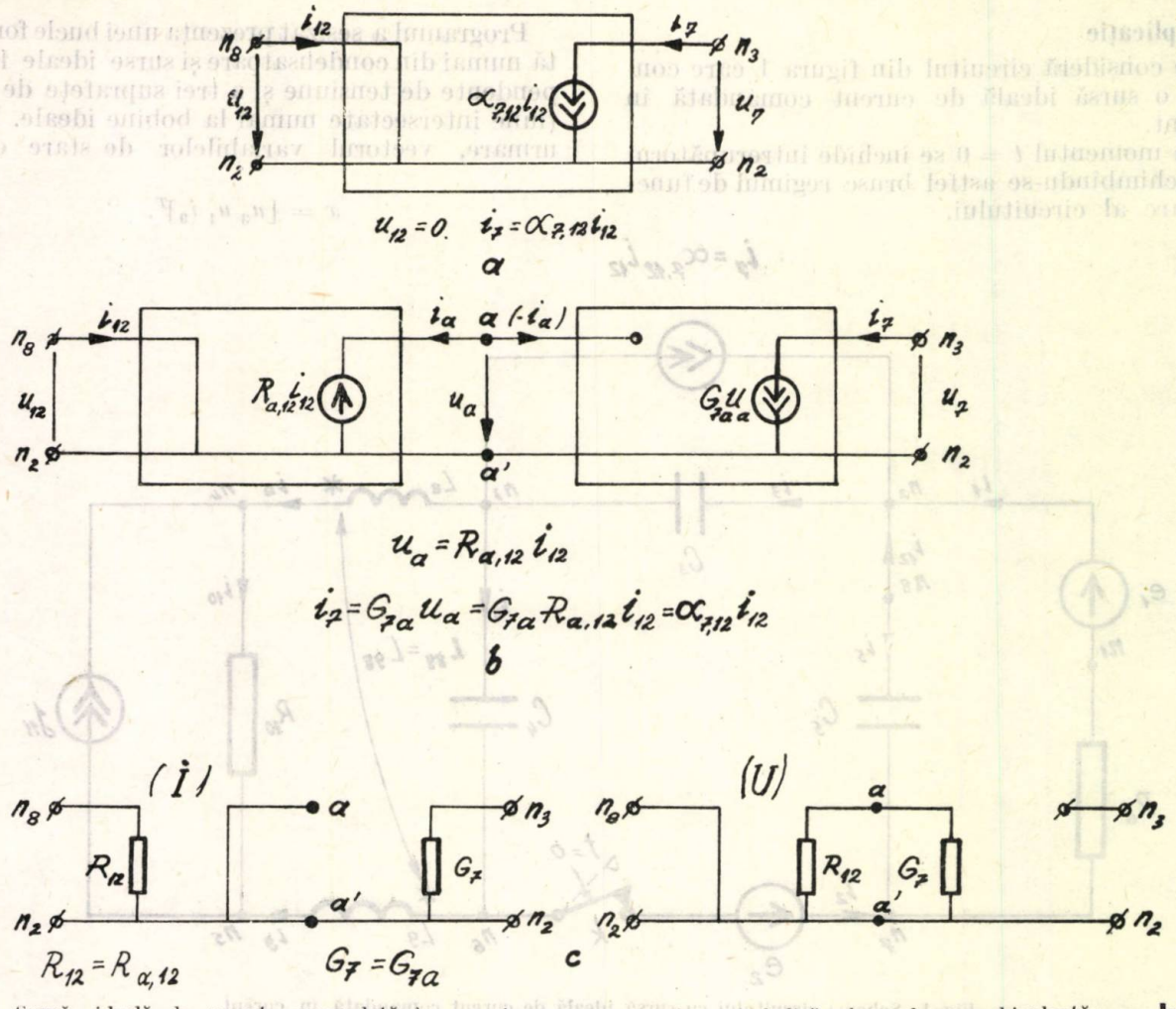


Fig. 2. Sursă ideală de curent comandată în curent : *a* — reprezentare simbolică ; *b* — schema echivalentă ; *c* — reprezentarea sursei prin elemente dipolare în cele două grafe.

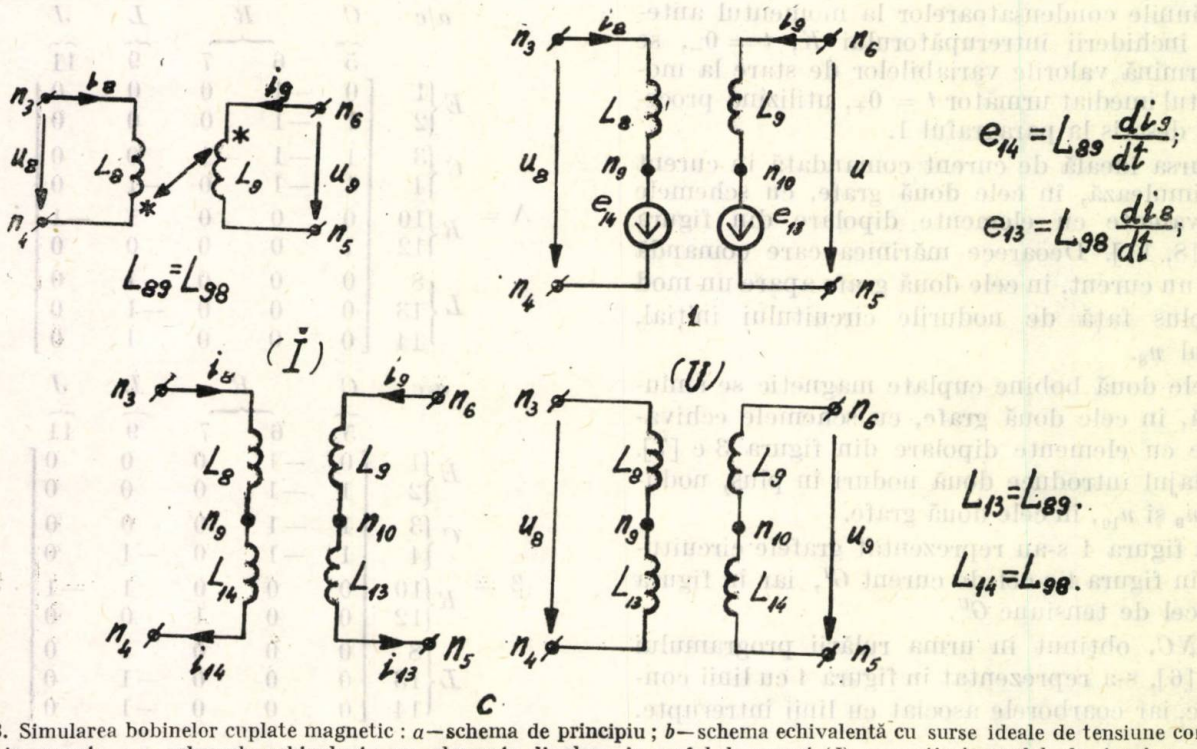


Fig. 3. Simularea bobinelor cuplate magnetic : *a*—schema de principiu ; *b*—schema echivalentă cu surse ideale de tensiune comandate în curent ; *c* — schemele echivalente cu elemente dipolare, în graful de curent (*I*), respectiv în graful de tensiune (*U*)

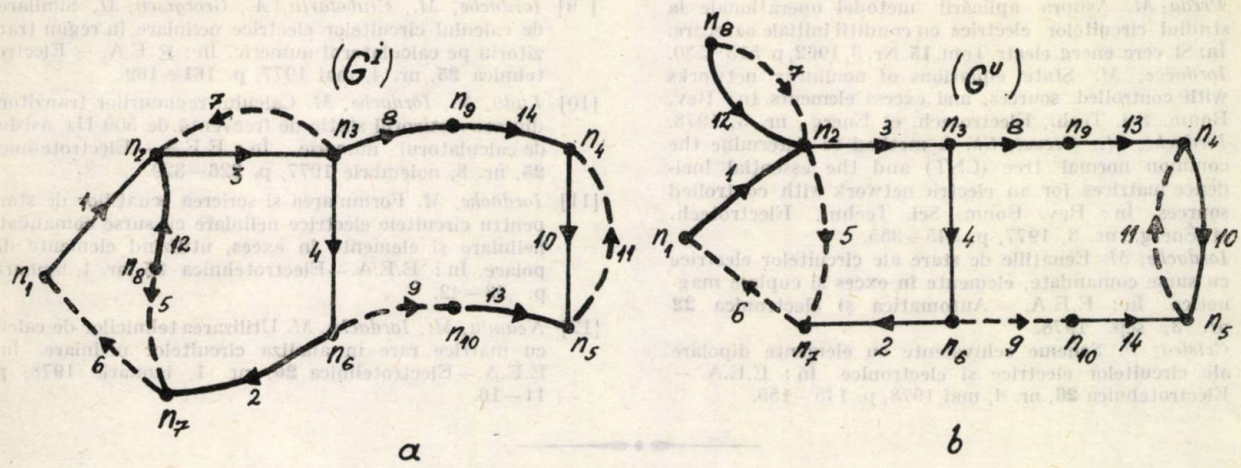


Fig. 4. Grafele circuitului: *a* — graful de curent (G^i); *b* — graful de tensiune (G^u).

Ecuațiile (7) și (8) devin:

$$L_9\, i_9\,(0_+) - [1 \quad 1 \quad -1] \begin{bmatrix} L_8 & 0 & 0 \\ 0 & L_{13} & 0 \\ 0 & 0 & L_{14} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_8 & (0_+) \\ i_{13} & (0_+) \\ i_{14} & (0_+) \end{bmatrix} =$$

$$= L_9\, i_9\,(0_-) - [-1 \quad 1 \quad -1] \begin{bmatrix} L_8 & 0 & 0 \\ 0 & L_{13} & 0 \\ 0 & 0 & L_{14} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_8 & (0_-) \\ i_{13}(0_-) \\ i_{14}(0_-) \end{bmatrix}; \tag{11a}$$

$$\begin{bmatrix} C_3 & 0 \\ 0 & C_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_3 & (0_+) \\ u_4 & (0_+) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} C_5 u_5(0_+) =$$

$$= \begin{bmatrix} C_3 & 0 \\ 0 & C_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_3 & (0_-) \\ u_4 & (0_-) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} C_5 u_5(0_-), \tag{11b}$$

respectiv:

$$\begin{bmatrix} i_8 & (0_+) \\ i_{13} & (0_+) \\ i_{14} & (0_+) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix} i_9(0_+) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} j_{11}(0_+); \tag{12a}$$

$$u_5(0_+) = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} -e_1 & (0_+) \\ -e_2 & (0_+) \end{bmatrix} + [1 \quad 1] \begin{bmatrix} u_3 & (0_+) \\ u_4 & (0_+) \end{bmatrix}. \tag{12b}$$

După calcule simple se obține:

$$i_9(0_+) = [L_9\, i_9\,(0_-) - L_8\, i_8\,(0_-) - L_{13}\, i_{13}\,(0_-) + L_{14}\, i_{14}\,(0_-)]/\Delta_1; \tag{13a}$$

$$u_3(0_+) = \{C_4C_5[e_2(0_+) + u_5(0_-) - u_4(0_-)] + C_3(C_4 + C_5)u_3(0_-)\}/\Delta_2; \tag{13b}$$

$$u_4(0_+) = \{C_3C_5[e_2(0_+) + u_5(0_-) - u_3(0_-)] + C_4(C_3 + C_5)u_4(0_-)\}/\Delta_2, \tag{13c}$$

unde:

$$\Delta_1 = L_8 + L_9 - L_{13} - L_{14} \tag{14a}$$

și:

$$\Delta_2 = C_3C_4 + C_5(C_3 + C_4). \tag{14b}$$

3. Concluzii

Metoda prezentată permite calculul condițiilor inițiale independente, necesare în studiul circuitelor electrice și electronice liniare (neliniare) în regim tranzitoriu. Ea se aplică la o clasă largă de circuite. Circuitele analizate pot conține surse ideale comandate diport de orice tip, elementele în exces, pot fi sau nu neliniare.

Aducerea circuitului studiat la un circuit echivalent, format exclusiv din elemente ideale dipolare, permite formularea și scrierea ecuațiilor de stare sub forma normală (1) și introducerea foarte simplă a datelor pe calculator. Aceasta însă poate conduce la mărirea numărului de elemente în exces și implicit la complicarea determinării condițiilor inițiale independente. Această dificultate este înlăturată dacă există o posibilitate de a determina direct pe calculator natura și numărul elementelor în exces. De aceea, metoda expusă devine deosebit de utilă în această situație.

Partiționarea (2) a *MIE* Λ, β se obține direct cu programul descris în [6], ceea ce facilitează scrierea ecuațiilor (7) și (8), necesare determinării condițiilor inițiale independente.

Așa cum se observă și din exemplu prezentat în paragraful 3, prezența elementelor în exces conduce la variația discontinuă a curenților prin bobine și a căderilor de tensiune de la bornele condensatoarelor de la momentul $t = t_{0-}$, anterior schimbării regimului de funcționare, la momentul $t = t_{0+}$ imediat după schimbarea regimului de funcționare.

Bibliografie

[1] *Wetnberg, L.* Network analysis and synthesis. Mc Graw-Hill Book Company, New York, 1962.

[2] *Balabanian, N., Bickart, T.* Teoria modernă a circuitelor. București, Ed. tehnică, 1975.

[3] *Chua, O., Lon.* Introduction of nonlinear networks theory. Mc Graw Hill, Book Company.

[4] *Preda, M.* Asupra aplicării metodei operaționale la studiul circuitelor electrice cu condiții inițiale oarecare. În: St. cerc. energ. electr. Tom. **15**. Nr. 3, 1962, p. 515–530.
[5] *Iordache, M.* State equations of nonlinear networks with controlled sources, and excess elements. In: Rev. Roum. Sci. Tech., Electrotech. et Energ., nr. 3, 1978.
[6] *Iordache, M., Tecuci, Gh.* A method to determine the common normal tree (CNT) and the essential incidence matrices for an electric network with controlled sources. În: Rev. Roum. Sci. Techn., Electrotech. et Énerg., nr. 3, 1977, p. 345–355.
[7] *Iordache, M.* Ecuațiile de stare ale circuitelor electrice cu surse comandate, elemente în exces și cuplaje magnetice. În: E.E.A. — Automatica și electronica **22** nr. 3, sep. 1978.
[8] *Cristea, P.* Scheme echivalente cu elemente dipolare ale circuitelor electrice și electronice. În: E.E.A. — Electrotehnica **26**, nr. 4, mai 1978, p. 145–155.
[9] *Iordache, M., Ciubotariu, A., Georgescu, M.* Similarea de calculul circuitelor electrice neliniare în regim tranzitoriu pe calculatorul numeric. În: E.E.A. — Electrotehnica **25**, nr. 4, mai 1977, p. 161–169.
[10] *Ludu, N., Iordache, M.* Calculul regimurilor tranzitorii din convertizorul static de frecvență de 500 Hz, asistat de calculatorul numeric. În: E.E.A.—Electrotehnica **25**, nr. 8, noiembrie 1977, p. 326–329.
[11] *Iordache, M.* Formularea și scrierea ecuațiilor de stare pentru circuitele electrice neliniare cu surse comandate neliniare și elemente în exces, utilizînd elemente dipolare. În: E.E.A.—Electrotehnica **25**, nr. 1, ianuarie p. 33–42.
[12] *Neamțu, M., Iordache, M.* Utilizarea tehnicilor de calcul cu matrice rare în analiza circuitelor neliniare. În: E.E.A.—Electrotehnica **26**, nr. 1, ianuarie 1978, p. 11–16.

CZ 621.38–52 :621.313

MOTOARE ELECTRICE PAS CU PAS
COMANDĂ ELELECTRONICĂ
SCHEME DE ALIMENTARE

Scheme electronice de comandă și alimentare pentru motoare pas cu pas

ADRIAN KELEMEN, VIOREL TRIFA* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

Motorul electric pas cu pas (MPP) are proprietatea fundamentală de a converti un impuls de comandă într-o deplasare unghiulară determinată numită unghi de pas, sau pas. Pentru aceasta el trebuie să fi alimentat cu impulsuri de curent de la o sursă dată, comutate pe fazele motorului sub acțiunea impulsurilor de comandă standard. În acest fel *motorului electric pas cu pas* nu i se mai atribuie denumirea convențională de mașină electrică, ci o denumire cu sens mai sintetic, aceea de *convertor electromecanic discret impuls/deplasare.* Această concepție este determinată de faptul că performanțele unui MPP nu depind numai, și nici în primul rînd, de construcția sa mecano-electrică, ci mai ales de sistemul electronic de comandă și alimentare, care poate asigura valori corespunzătoare pentru frecvențele limită de start-stop și de mers, stabilitatea mișcării etc.

Definirea sintetică de convertor impuls/deplasare și-a găsit reflectarea și în procesul de fabricație și livrare a motoarelor electrice pas cu pas aparținînd diferitelor firme. Astfel, performanțele garantate ale unui MPP sînt condiționate de un anumit tip de dispozitiv de comandă și alimentare, livrarea MPP se face numai împreună cu dispozitivul său, iar înlocuirea motorului cu unul nou, de alt tip, nu va permite obținerea unor performanțe asemănătoare, chiar dacă acesta corespunde ca pas, număr de faze, curent etc.

Lucrarea de față își propune să prezinte comparativ cîteva tipuri reprezentative de scheme de comandă și alimentare pentru MPP, sintetizînd atît metodele cunoscute, cît și experiența autorilor în domeniul proiectării și realizării de motoare electrice pas cu pas și a dispozitivelor lor de comandă.

1! Secvențele de alimentare a MPP

Repartizarea impulsurilor pe fazele MPP depinde nu numai de numărul fazelor acestuia, ci și de tipul său constructiv, modul de dispunere a fazelor pe polii statorici, secvența de comandă dorită. Secvențele de alimentare ale MPP se pot clasifica după două criterii, respectiv după polaritatea impulsurilor aplicate pe fazele motorului și după numărul de faze alimentate la un tact de comandă.

Pentru MPP cu excitație rotorică (cu magneți permanenți sau înfășurare de excitație) este necesară o secvență bipolară, adică la fiecare repetare a alimentării unei faze, trebuie inversată polaritatea tensiunii. În figura 1 este dat un exemplu de principiu pentru secvențele de alimentare a unui MPP cu magneți permanenți (MPP—MP). Pentru claritate s-a considerat rotorul motorului redus la un singur magnet permanent. Fazele AA', BB', CC', DD' sînt dispuse pe cîte doi poli diametrali opuși. În figura 1 a este arătată secvența bipolară simplă, adică o singură fază alimentată momentan. Fiind alimentată faza AA' cu

* Dr. ing. *Kelemen, A.* este profesor, iar ing. *Trifa, V.* șef de lucrări la Institutul politehnic — Cluj-Napoca.

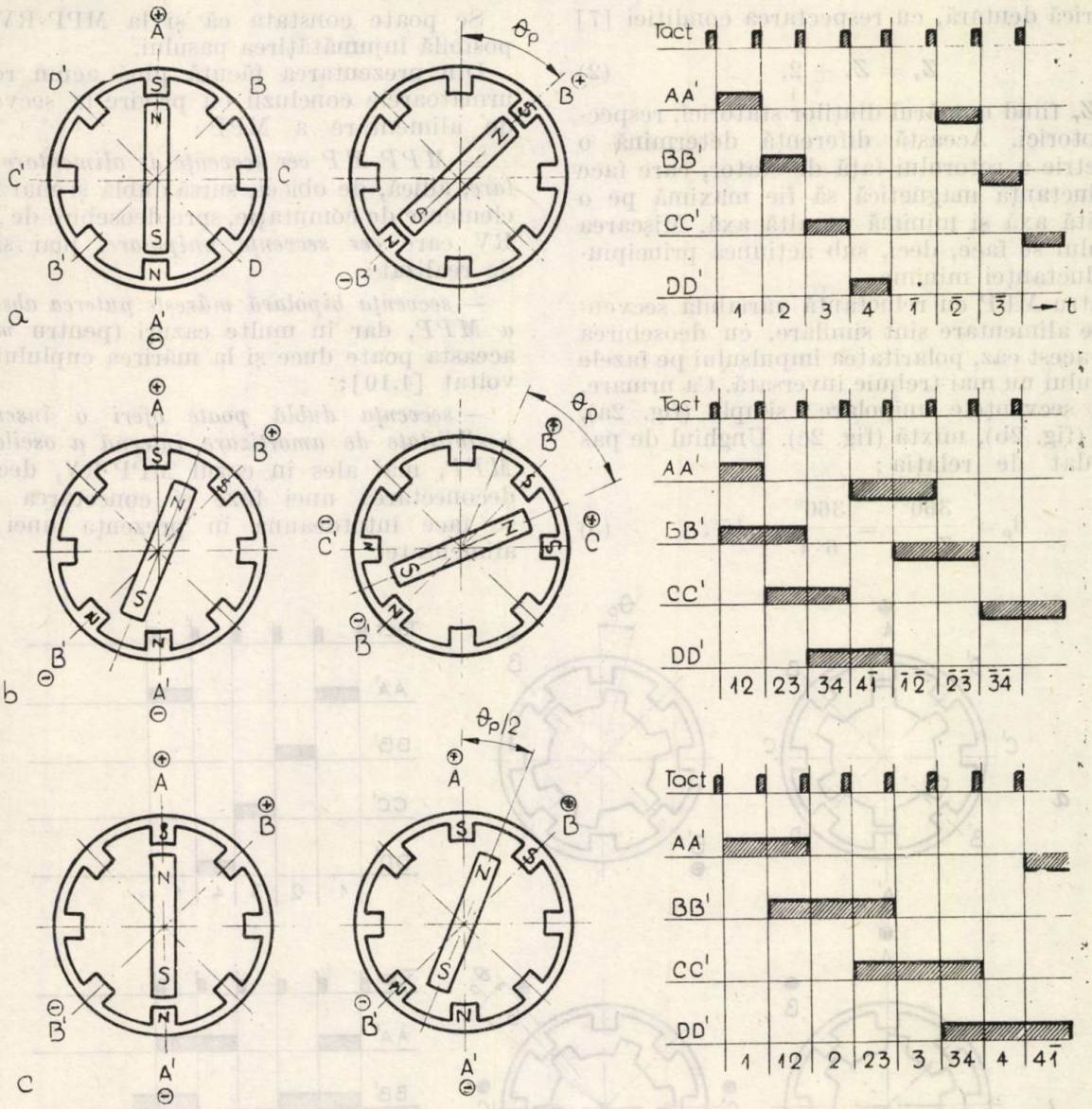


Fig. 1. Secvențele de alimentare a MPP-MP:
a – secvența simplă; *b* – secvența dublă; *c* – secvența mixtă.

polaritatea indicată, rotorul se orientează pe axa acestei faze. Comutînd alimentarea pe faza BB', rotorul își va modifica poziția pentru a se reorienta după axa noii faze, descriind un unghi, adică pasul motorului. Unghiul de pas este dat în relația [7]:

$$\theta_p = \frac{360^\circ}{2\ pm} = \frac{360^\circ}{2.1.4} = 45^\circ, \qquad (1)$$

în care, p este numărul perechilor de poli rotorici, iar m-numărul de faze ale MPP. Luînd ca reper AA', după $m = 4$ impulsuri, trebuie inversată polaritatea tensiunii pe faza realimentată AA'.

În figura 1b este arătată secvența de alimentare bipolară dublă adică este indicat că, fiecărui tact de comandă îi corespund două faze alimentate simultan. Rotorul se va orienta după bisectoarele unghiurilor formate de axele fazelor alimentate, iar pasul motorului este același, adică 45°.

În figura 1c este arătată secvența bipolară mixtă, la care fazele motorului sînt alimentate pe cîte una sau două faze, alternativ. Axa rotorică va trece de la o axă a unei faze alimentate la bisectoarea unghiului format de axa acesteia cu axa fazei următoare, rezultînd, de aici, un unghi de pas redus la jumătate. Rezultă că, unghiul de pas nu reprezintă o valoare pur constructivă, ci depinde și de secvența de alimentare.

O categorie foarte răspîndită de MPP sînt MPP cu reluctanță variabilă (MPP—RV). La aceste tipuri statorul și rotorul au o configurație

periferică dentară, cu respectarea condiției [7] ca :

$$Z_s = Z_r \pm 2, \tag{2}$$

Z_s și Z_r fiind numărul dinților statorici, respectiv rotorici. Această diferență determină o disimetrie a rotorului față de stator, care face ca reluctanța magnetică să fie maximă pe o anumită axă și minimă pe altă axă. Mișcarea rotorului se face, deci, sub acțiunea principiului reluctanței minime.

Pentru MPP cu reluctanță variabilă secvențele de alimentare sînt similare, cu deosebirea că, în acest caz, polaritatea impulsului pe fazele motorului nu mai trebuie inversată. Ca urmare, există secvențele unipolare : simplă (fig. 2a), dublă (fig. 2b), mixtă (fig. 2c). Unghiul de pas este dat de relația :

$$\theta_p = \frac{360°}{Z_r \cdot m} = \frac{360°}{6 \cdot 4} = 15°. \tag{3}$$

Se poate constata că și la MPP-RV este posibilă înjumătățirea pasului.

Din prezentarea făcută pînă acum rezultă următoarele concluzii cu privire la secvențele de alimentare a MPP :

— *MPP-MP cer secvențe de alimentare bipolare*, adică, de obicei, sursă dublă și mai multe elemente de comutație, spre deosebire de MPP-RV care *cer secvențe unipolare*, mai simplu de realizat ;

— *secvența bipolară mărește puterea absorbită a MPP*, dar în multe cazuri (pentru $m \geq 4$), aceasta poate duce și la mărirea cuplului dezvoltat [4,10] ;

— *secvența dublă poate oferi o însemnată posibilitate de amortizare internă a oscilațiilor MPP*, mai ales în cazul MPP-RV, deoarece deconectarea unei faze și conectarea alteia se face întotdeauna în prezența unei faze alimentate ;

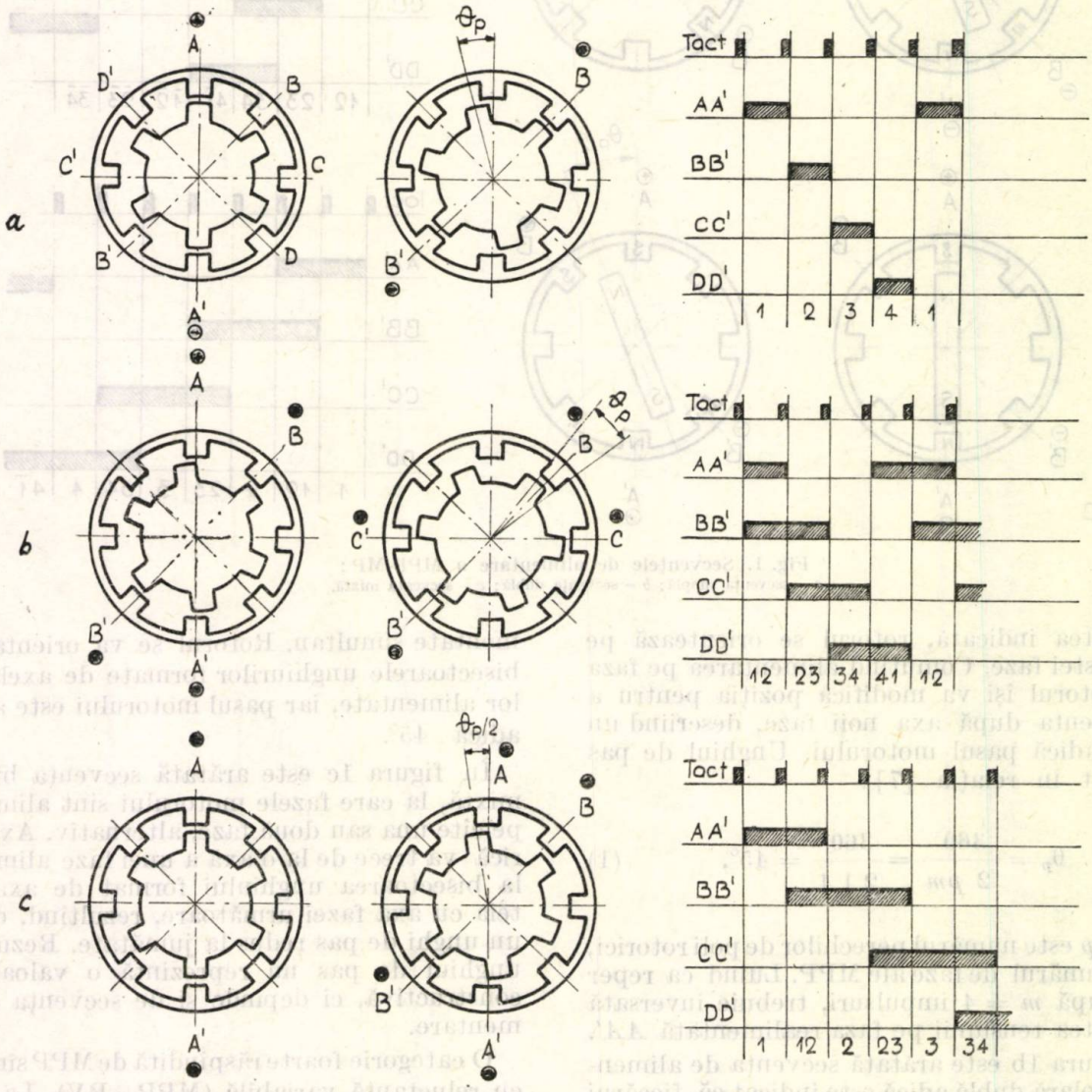


Fig. 2. Secvențele de alimentare a MPP-RV :
a — secvența simplă ; *b* — secvența dublă ; *c* — secvența mixtă.

— *secvența mixtă, pe lîngă avantajul înjumătățirii pasului, oferă și ea un mijloc de amortizare similar cu cel corespunzător secvenței duble*;

— *secvența mixtă astfel prezentată este valabilă pentru MPP cu 4 faze*, acesta fiind tipul

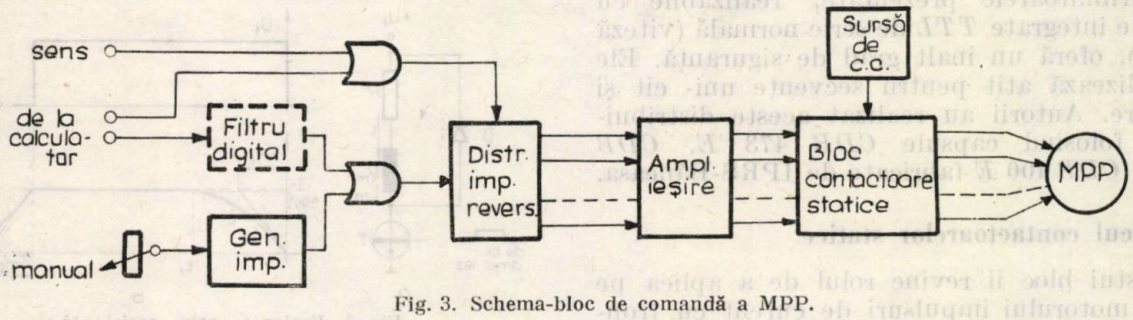


Fig. 3. Schema-bloc de comandă a MPP.

cel mai frecvent de MPP. Clasificarea făcută nu suferă modificări de fond pentru cazul unor MPP cu număr mai mare de faze (5 sau 8), la care sînt posibile secvențe mixte de genul 12, 123, 23, 234, 34, ... [2]. Pentru MPP cu 3 faze predomină secvența simplă [8].

2. Scheme-bloc de comandă a MPP

Sarcina schemei de comandă a MPP este de a prelua (sau genera) impulsuri de comandă, de obicei standard — *TTL*, a le distribui pe m canale (m — numărul de faze ale MPP), a le amplifica și apoi de a le aplica pe fazele MPP. Schema mai trebuie să preia comenzi de start/stop și schimbare de sens.

În figura 3 este prezentată schema-bloc generală pentru comanda MPP. Impulsurile de comandă *TTL* pot proveni de la un generator de impulsuri propriu, reglat manual, sau de la un calculator numeric de proces, prin intermediul unui filtru digital pentru calibrarea distanței dintre impulsuri [9].

Elementele centrale ale schemei sînt distribuitorul de impulsuri reversibil și blocul de contactoare statice pentru alimentarea MPP, asupra cărora se vor face în continuare referiri mai detaliate, în conformitate cu definirea secvențelor de alimentare arătate.

3. Distribuitoare de impulsuri

Distribuitoarele de impulsuri [1] sînt blocuri care preiau trenul de impulsuri de comandă standard, împreună cu comenzile de sens (dacă e necesară și reversarea mișcării MPP) și furnizează la ieșire m trenuri de impulsuri, decalate unele față de altele cu unghiul electric $\theta_e = 2\pi/m$. Principial, un distribuitor de impulsuri reprezintă un numărător în inel (reversibil sau nereversibil) de tip sincron sau asincron. Deoarece, așa cum s-a arătat, majoritatea MPP au patru faze, se vor prezenta în continuare cîteva tipuri de distribuitoare cu patru ieșiri.

În figura 4a este reprezentat un distribuitor reversibil adaptat pentru secvența de alimentare simplă (fig. 1a și 2a). Este compus din două bistabile *JK* comandate sincron, două circuite *SI — SAU — NU* și șapte circuite *SI-NU*, simbolizarea acestora fiind conform normelor. Porțile *SI-NU* de la ieșirile *A,B,C,D* formează un decodificator.

În figura 4b este reprezentat un distribuitor reversibil adaptat pentru secvența de alimen-

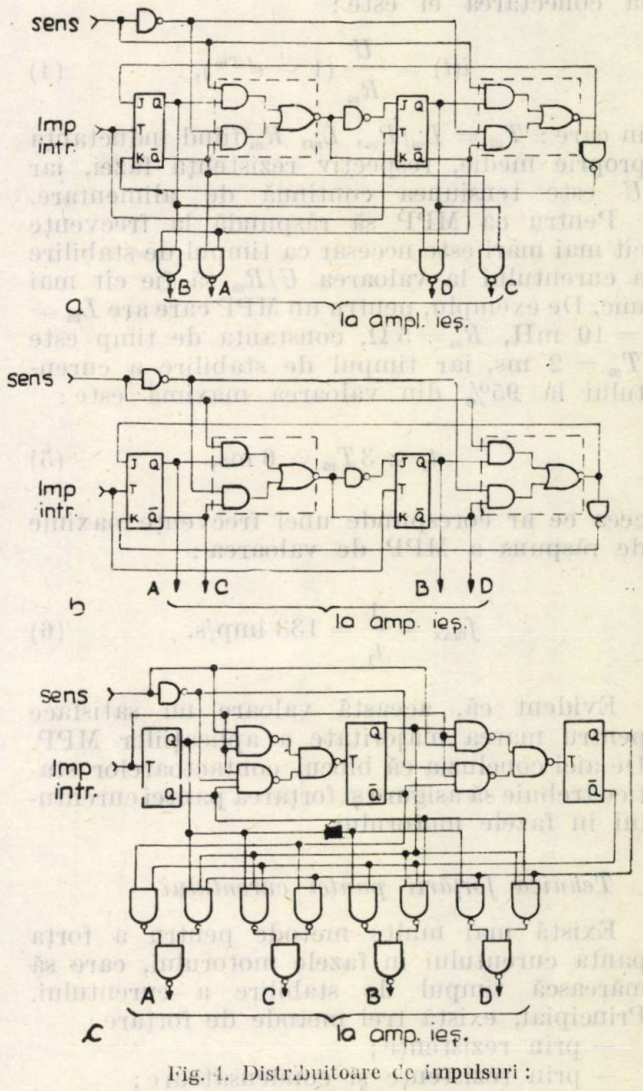


Fig. 4. Distribuitoare de impulsuri:
a — pentru secvența simplă; *b* — pentru secvența dublă; *c* — pentru secvența mixtă.

tare dublă (fig. 1b și 2b). Față de schema din figura 4a lipsește decodificatorul de la ieșire.

În figura 4c este reprezentat un distribuitor reversibil pentru secvența de alimentare mixtă (fig. 1c și 2c). Este format din trei bistabile *JK* comandate asincron și 19 circuite *SI-NU*.

Distribuitoarele prezentate, realizabile cu circuite integrate *TTL* de serie normală (viteză medie), oferă un înalt grad de siguranță. Ele se utilizează atît pentru secvențe uni- cît și bipolare. Autorii au realizat aceste distribuitoare folosind capsule *CDB* 473 *E*, *CDB* 451 *E*, *CDB* 400 *E* fabricate de IPRS-Băneasa.

4. Blocul contactoarelor statice

Acestui bloc îi revine rolul de a aplica pe fazele motorului impulsuri de curent cu fronturi pozitive cît mai abrupte, folosind întreruptoare statice comandate — tranzistoare de putere sau tiristoare. Din cauza caracterului rezistiv — inductiv al sarcinii contactoarelor statice, forma curentului prin faza motorului, la conectarea ei este:

$$i(t) = \frac{U}{R_m}(1 - e^{t/Tm}), \qquad (4)$$

în care: $T_m = L_m/R_m$, L_m, R_m fiind inductanța proprie medie, respectiv rezistența fazei, iar U este tensiunea continuă de alimentare.

Pentru ca MPP să răspundă la frecvențe cît mai mari este necesar ca timpul de stabilire a curentului la valoarea U/R_m să fie cît mai mic. De exemplu, pentru un MPP care are $L_m = 10$ mH, $R_m = 5\ \Omega$, constanta de timp este $T_m = 2$ ms, iar timpul de stabilire a curentului la 95% din valoarea maximă este:

$$t_1 \cong 3T_m = 6 \text{ ms}, \qquad (5)$$

ceea ce ar corespunde unei frecvențe maxime de răspuns a MPP de valoarea:

$$f_{max} = \frac{1}{t_1} = 133 \text{ imp/s}. \qquad (6)$$

Evident că, această valoare nu satisface pentru marea majoritate a aplicațiilor MPP. De aici concluzia că blocul contactoarelor statice trebuie să asigure și forțarea pantei curentului în fazele motorului.

Tehnica forțării pantei curentului

Există mai multe metode pentru a forța panta curentului în fazele motorului, care să mărească timpul de stabilire a curentului. Principial, există trei metode de forțare:

— prin rezistențe;
— prin rezistențe și condensatoare;
— prin tensiune.

Forțarea prin rezistențe [1] se bazează pe micșorarea constantei de timp T_m prin înscrierea de rezistențe în fazele motorului. Totodată, trebuie mărită tensiunea de alimentare pentru a păstra valoarea stabilizată a curentului. În figura 5 a este prezentat un astfel de contac-

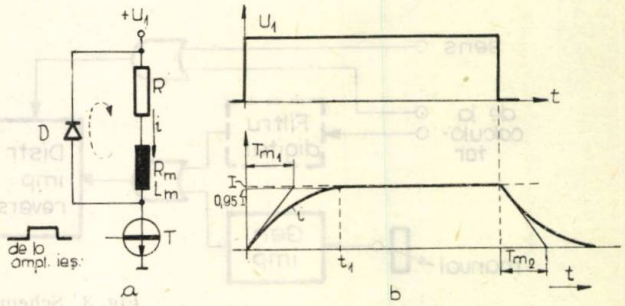


Fig. 5. Forțarea prin rezistență:
a — contactorul static; *b* — forma curentului.

tor, în care R_m, L_m sînt parametrii fazei MPP, R — rezistența adițională de forțare, T — tranzistorul cu rol de întrerupător, iar D — dioda supresoare pentru atenuarea supratensiunii pe tranzistor, la blocarea acestuia.

În figura 5b este reprezentată forma curentului în timp prin faza motorului, avînd pantele la conectare (circuitul R, R_m, L_m, T), respectiv deconectare (circuitul R, R_m, L_m, D), de valorile:

$$T_{m1} = T_{m2} = \frac{L_m}{R_m + R}. \qquad (7)$$

Pentru exemplul de MPP considerat, dacă $I = 2$A și $U_1 = 100$ V, trebuie luată $R = 45\Omega$, cu care se obține $T_{m1} = T_{m2} = 0{,}2$ ms și un timp de stabilire (5) $t_1 = 0{,}6$ ms. Rezultă că frecvența maximă de răspuns a MPP, în aceste condiții, nu poate depăși (6) $f_{max} = 1\,670$ imp/s.

În concluzie, se poate arăta că forțarea prin rezistență oferă performanțe superioare față de situația neforțării, însă, prezintă dezavantajul randamentului slab.

Forțarea prin rezistență — condensator [2,6] îmbină forțarea prin rezistență cu forțarea prin introducerea unei componente capacitive a curentului prin faza motorului. În figura 6a este prezentat un contactor cu forțare *RC*.

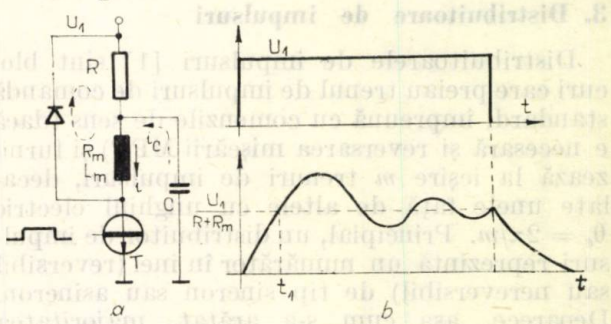


Fig. 6. Forțarea prin *RC*:
a — contactorul static; *b* — forma curentului.

Panta curentului prin fază crește datorită curentului de descărcare i_e (figura 6b) a condensatorului prin faza motorului, curent a cărui expresie, la conectare, este :

$$i(t) = I(1 - e^{-\frac{t}{T_1}}) + \frac{I}{\omega T_1} e^{-\frac{t}{T_2}} \sin \omega t, \quad (8)$$

iar la deconectare :

$$i(t) = Ie^{-\frac{t}{T_1}}, \quad (9)$$

în care :

$$I = \frac{U}{R + R}; \; T_1 = \frac{L_m}{R + R_m}; \; T_2 = \frac{2L_m}{R_m},$$

iar :

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_m C} - \frac{R_m^2}{4L_m^2}} \cong \sqrt{\frac{1}{L_m C}}. \quad (10)$$

Timpul de primă stabilire t_1 se determină din expresia (8), pentru $i = I$, adică se va scoate din relația :

$$\frac{\sin \omega t_1}{\omega T_1} = e^{\left(\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1}\right)t_1}. \quad (11)$$

Considerînd exemplul anterior, luînd $R = 5\Omega$, rezultă, pentru $I = 2$A, $U = 20$V și $T_1 = 1$ ms, $T_2 = 4$ ms. Din relația (11) se obține pentru $C = 0{,}1\mu$F, $t_1 = 0{,}183$ ms, pentru $C = 1\mu$F, $t_1 = 0{,}475$ ms, iar pentru $C = 10\mu$F, $t_1 = 1{,}24$ ms, ceea ce ar corespunde unor frecvențe maxime între 800 ... 2100 imp/s. De aici se poate evidenția concluzia că, în comparație cu forțarea prin rezistență, se obține o frecvență maximă cam de aceeași valoare, dar un randament mult mai bun. Forțarea prin condensator are însă dezavantajul că forma oscilantă a curentului prin faza motorului afectează stabilitatea mișcării rotorului. De asemenea, elementul capacitiv poate provoca apariția ferorezonanței în schema de alimentare, fapt care impune dimensionarea cu mare atenție a elementelor componente.

Forțarea prin tensiune are două variante :

— alimentarea prin două tensiuni [1, 3, 5];

— alimentarea tip „Chopper" [1, 5].

a. Alimentarea prin două tensiuni este o metodă de forțare, care constă în aplicarea pe faza MPP a unei tensiuni înalte U_1 atîta timp cît curentul ajunge la valoarea nominală, după care alimentarea este comutată la o tensiune joasă U_2, care menține curentul la valoarea sa nominală. Schema contactorului este prezentată în figura 7 a. Inițial sînt deschise ambele tranzistoare : T_2 prin impulsul de comandă de durată $\tau = 1/f$ de la amplificatoarele de ieșire, iar T_1 printr-un impuls foarte scurt de la un monostabil comandat fie prin reacție de curent cu ajutorul rezistenței de măsură R_s, fie direct prin impulsurile de comandă, reglînd convenabil durata impulsurilor la ieșire (în acest caz R_s poate lipsi).

Rezistențele R_m, R_s fiind, în general, mici iar tensiunea U_1 destul de mare, curentul tinde să crească la o valoare mare (figura 7b), adică

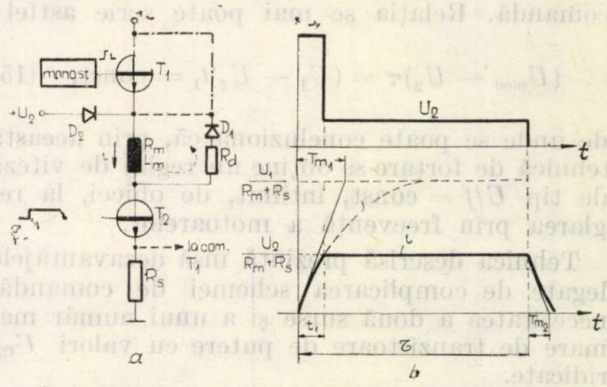


Fig. 7. Forțarea prin alimentare prin două tensiuni : *a* – contactorul static; *b* – forma curentului.

$U_1/(R_m + R_s)$, cu constanta de timp $T_{m1} = L_m/(R_m + R_s)$. Cînd curentul ajunge la valoarea nominală definită de $U_2/(R_m + R_s)$, este blocat tranzistorul T_1, iar alimentarea se comută pe sursa de tensiune joasă U_2 prin deschiderea diodei D_2. Tensiunea U_2 menține curentul la valoarea nominală pînă la blocarea tranzistorului T_2, după care curentul scade exponențial prin D_1, R_d sau $D_1 R_d$ și sursa U_1, dacă aceasta permite curent invers, cu constanta de timp $T_{m2} = L_m/(R_m + R_d)$.

Pentru acest tip de forțare se definește factorul de forțare :

$$K_f = \frac{U_1}{U_2}. \quad (12)$$

care poate lua valori $K = 5 \ldots 30$, în funcție de posibilități. Timpul de stabilire devine :

$$t_1 = T_{m1} \cdot \ln \frac{K_f}{K_f - 1} \quad (13)$$

și scade cu creșterea factorului de forțare.

Evaluarea performanțelor se face pentru exemplul de MPP considerat, pentru care, dacă se iau : $U_1 = 100$ V, $I = 2$A, $R_s = 2\Omega$, rezultă $U_2 = 14$ V, $K_f = 7{,}14$, iar timpul de stabilire $t_1 = 0{,}213$ ms, ceea ce corespunde unei frecvențe maxime $f_{max} = 4\,700$ imp/s. Dacă s-ar lua $U_1 = 200$ V în aceleași condiții, s-ar obține $f_{max} = 10\,000$ imp/s.

În concluzie, se poate arăta că tehnica forțării prin alimentarea prin două tensiuni este net avantajoasă sub aspectul frecvenței maxime

și a randamentului. Calculînd valoarea medie a tensiunii aplicată motorului, rezultă:

$$U_{med} = \frac{U_1 t_1 + U_2(\tau - t_1)}{\tau}, \quad (14)$$

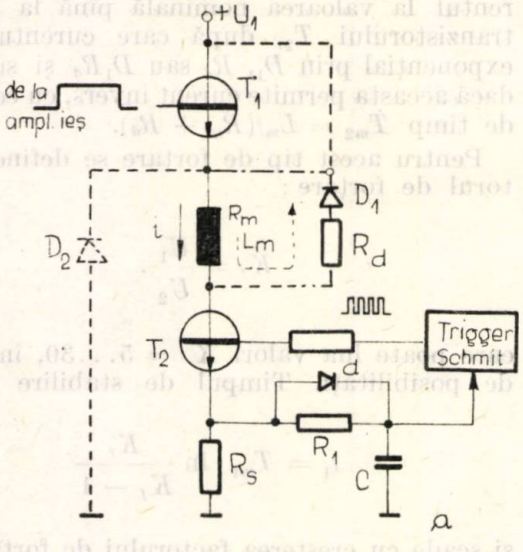
în care $\tau = 1/f$ reprezintă durata impulsului de comandă. Relația se mai poate scrie astfel:

$$(U_{med} - U_2)\tau = (U_1 - U_2)t_1 = \text{const}, \quad (15)$$

de unde se poate concluziona că, prin această tehnică de forțare se obține un reglaj de viteză de tip $U/f = \text{const}$, întîlnit, de obicei, la reglarea prin frecvență a motoarelor.

Tehnica descrisă prezintă însă dezavantajele legate de complicarea schemei de comandă, necesitatea a două surse și a unui număr mai mare de tranzistoare de putere cu valori U_{CE} ridicate.

b. Alimentarea tip „Chopper" se bazează pe utilizarea unei singure tensiuni U_1 de valoare mare și un trigger Schmit care comandă deconectarea și conectarea acestei tensiuni cu o frecvență foarte ridicată, pe durata unui impuls de comandă τ. Ca urmare, curentul va fi silit să oscileze în jurul valorii nominale prin comanda triggerului. În figura 8a este prezentat un contactor cu forțare tip „Chopper",



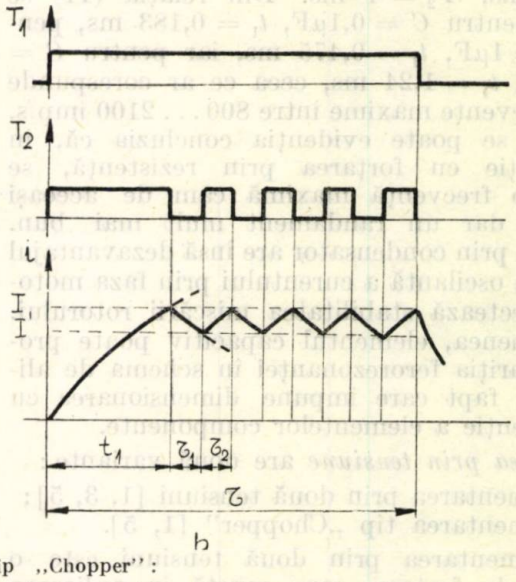


Fig. 8. Forțarea tip „Chopper": *a* — contactorul static; *b* — forma curentului.

format din tranzistorul T_1, comandat prin impulsuri de durată τ și tranzistorul T_2, comandat prin trigger Schmit.

Comanda triggerului se face prin circuitul R_1, C și rezistența de măsură R_s.

Timpul de stabilire este (figura 8b):

$$t_1 = T_m \ln \frac{U_1}{U_1 - U_0}, \quad (16)$$

în care $U_0 = (R_m + R_s)\, I$ este o constantă. De asemenea, durata de conectare:

$$\tau_2 = T_m \ln \frac{U_1 - U_0}{U_1 - U_0'}, \quad (17)$$

în care $U_0' = (R_m + R_s)\, I'\ U_0$, este și ea constantă.

Durata de deconectare:

$$\tau_1 \cong (\ R_1 + R_s)\, C, \quad (18)$$

poate fi influențată prin valoarea R_1.

Din punct de vedere al frecvenței maxime, această tehnică de forțare aduce aceeași performanță ca în cazul forțării prin alimentarea prin două tensiuni. De asemenea, valoarea medie a tensiunii crește cu frecvențe de comandă:

$$U_m \tau = U_1 t_1 + U_2(\tau - t_1), \quad (19)$$

$$(U_m - U_2)\tau = (U_1 - U_a)t_1 = \text{const}, \quad (20)$$

deoarece:

$$U_2 = \frac{\tau_2}{\tau_1 + \tau_2} U_1 = \text{const}. \quad (21)$$

Curentul maxim se poate determina cu relația:

$$I = \frac{U_2}{R_m + R_s} = \frac{\tau_2}{\tau_1 + \tau_2} \cdot \frac{U_1}{R_m + R_s}, \quad (22)$$

cu ajutorul căreia se poate determina valoarea necesară τ_1, dacă se impune curentul I, și astfel rezultă alegerea valorilor R_1, C.

Dioda d are rolul de a grăbi încărcarea condensatorului C pe intervalul de conectare τ_2. Atenuarea supratensiunilor la blocarea repetată a lui T_2 se face prin circuitul R_d, D_1, R_m, L_m sau prin circuitul D_2, R_m, L_m, R_d, D_1 sursă, dacă acesta din urmă permite trecerea curentului invers.

Deși tehnica de forțare necesită o schemă mai complicată, ea oferă o posibilitate în plus : reglarea valorii curentului în faza motorului și prin urmare, a cuplului dezvoltat de motor.

Autorii au încercat și alte tehnici de forțare printre care, cu rezultate bune, forțarea prin tranzistor compus. În figura 9 este prezentat

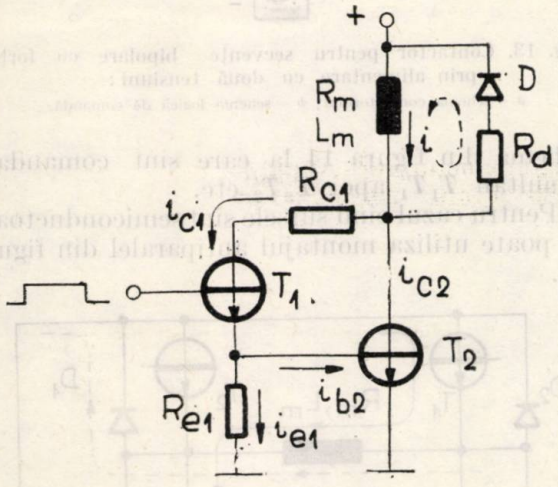


Fig. 9. Forțarea prin tranzistor compus.

un contactor cu tranzistor compus. La comanda lui T_1 are loc o forțare prin rezistență, deoarece T_2 nu poate conduce decît după ce i_{c1} este suficient de mare. În acest timp $i \cong i_{c1}$, deci rezistența circuitului este :

$$R_{t1} = R_m + R_{c1} + r_{c1} + R_{e1} || r_{b2}. \qquad (23)$$

Cu creșterea curentului i_{c1} intră în conducție treptat T_2, astfel că în final $i = i_{c1} + i_{c2}$ și rezistența totală este :

$$R_{t2} = R_{c1} || r_{c2} + R_{e1} || r_{b2} \ll R_{t1}. \qquad (24$$

Rezultă că dacă în primul moment constanta de timp $T_{m1} = L_m/R_{t1}$ este mică, forțind curentul, în continuare constanta de timp crește la valoarea $T_{m2} = L_m/R_{t2}$. Așa cum T_2 are inerție la deschidere, tot așa și la blocare, rezistența sa de conducție nu crește brusc, fapt care contribuie în plus la atenuarea supratensiunilor.

Schema este avantajoasă prin simplitatea ei, însă necesită tranzistoare T_2 de putere, dat fiind că acestea lucrează în zona activă.

Scheme tipice de alimentare bazate pe forțare

În figura 10 a, b sînt prezentate două dintre schemele de alimentare cu forțare prin R sau RC. Schema din figura 10 b economisește numărul de rezistențe de putere, dar cere rezistențe de putere mai mare. Ambele scheme sînt valabile numai pentru secvențe unipolare, adică pentru MPP-RV.

Pentru secvențe bipolare schema de alimentare se complică. În figura 11 a este prezentat un contactor bipolar, alimentat la două surse identice E_1, E_2 (baterii de acumulatoare). La deschiderea tranzistorului T_1 curentul circulă prin E_1, T_1, R, R_m, L_m în sensul indicat. La blocarea lui T_1 curentul de întoarcere circulă prin R_m, L_m, E_2, D_1. Fenomenul este similar pentru sensul invers al curentului. Comanda celor două tranzistoare se face printr-un comutator care trimite impulsul de la distribuitor spre T_1 sau T_2, după cum impulsul anterior a comandat pe T_2 respectiv T_1. În acest fel inversarea curentului prin faza motorului se face la fiecare repetare a alimentării sale.

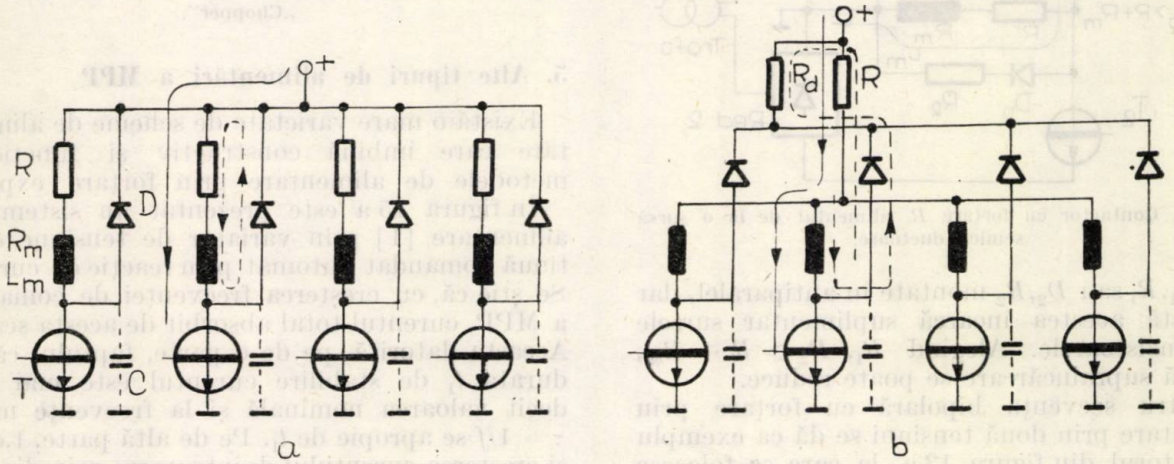


Fig. 10. Scheme de alimentare cu forțare R și RC :
a — cu rezistențe de forțare pe fiecare fază ; *b* — cu o singură rezistență de forțare.

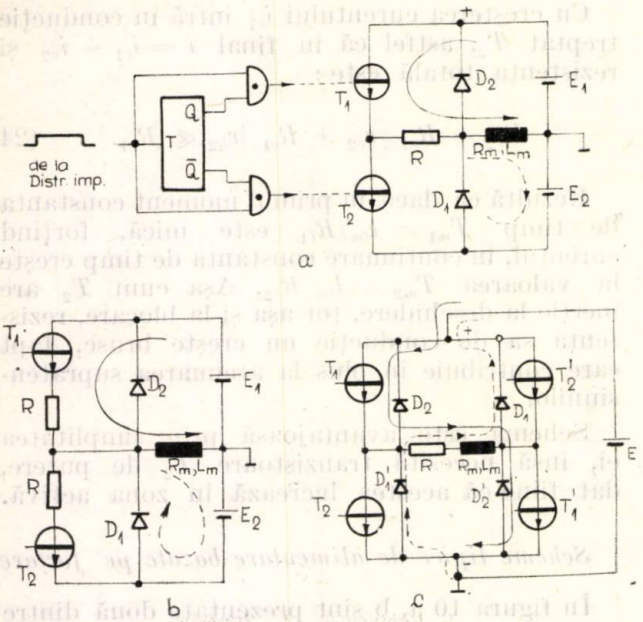


Fig. 11. Scheme pentru secvenţe bipolare, cu forţare R: *a* — cu o singură rezistenţă de forţare; *b* — cu două rezistenţe de forţare pe o fază; *c* — cu o singură sursă de c.c.

Schema din figura 11 b este asemănătoare, cu deosebirea că se folosesc două rezistenţe de forţare pe o fază. Schema din figura 11 c reprezintă de fapt un montaj în punte, cu o singură sursă. Este indicat sensul curentului la conectare (T_1, T_1') şi deconectare (D_1, D_1').

Se pot remarca două lucruri: complexitatea schemelor şi necesitatea unor surse care să permită curent invers. Pentru cazul cînd se folosesc surse semiconductoare se preconizează schema din figura 12. Întoarcerea curentului la blocarea unui tranzistor se face prin circui-

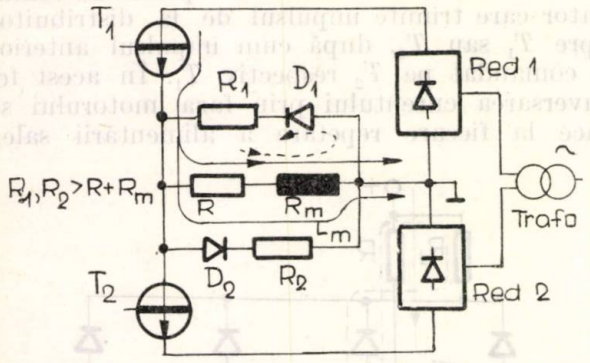


Fig. 12. Contactor cu forţare R, alimentat de la o sursă semiconductoare.

tele D_1, R_1 sau D_2, R_2 montate în antiparalel, dar totodată acestea încarcă suplimentar sursele şi tranzistoarele. Alegînd R_1, $R_2 > R + R_m$, această supraîncărcare se poate reduce.

Pentru secvenţa bipolară cu forţare prin alimentare prin două tensiuni se dă ca exemplu contactorul din figura 13 a, la care se folosesc două surse: E_h de tensiune mare şi E_k de tensiune mică. Se indică sensurile curentului la conectare (T_1, T_1') şi deconectare (D_1,D_1'), precum şi schema logică de comandă a contactorului în figura 13 b.

În cazul forţării prin alimentare tip „Chopper" pentru secvenţe bipolare se utilizează

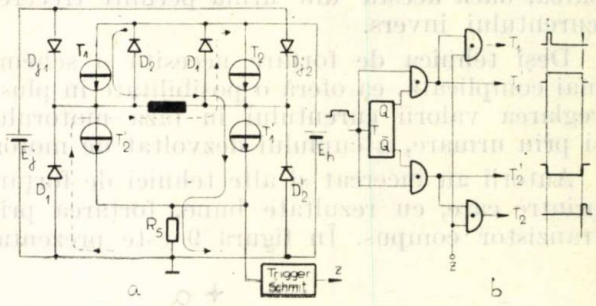


Fig. 13. Contactor pentru secvenţe bipolare cu forţare prin alimentare cu două tensiuni:
a — schema contactorului; *b* — schema logică de comandă.

schema din figura 14 la care sînt comandate simultan T_1T_1' apoi T_2T_2' etc.

Pentru cazul cînd sursele sînt semiconductoare se poate utiliza montajul antiparalel din figura 12.

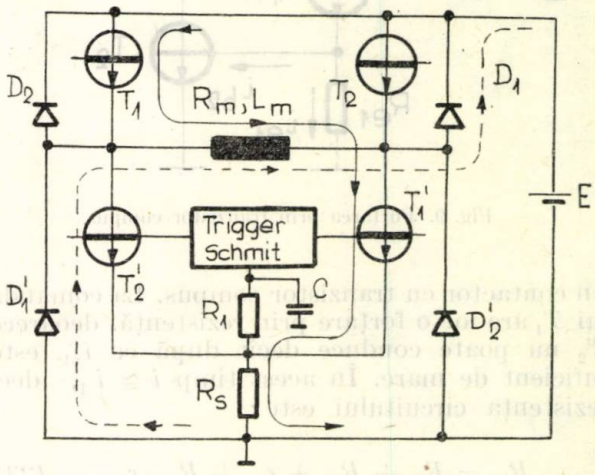


Fig. 14. Contactor pentru secvenţe bipolare cu forţare tip „Chopper".

5. Alte tipuri de alimentări a MPP

Există o mare varietate de scheme de alimentare care îmbină constructiv şi funcţional metodele de alimentare prin forţare expuse.

În figura 15 a este prezentat un sistem de alimentare [1] prin variator de tensiune continuă comandat automat prin reacţie de curent. Se ştie că, cu creşterea frecvenţei de comandă a MPP, curentul total absorbit de acesta scade. Aceasta datorită, pe de o parte, faptului că pe durata t_1 de stabilire curentul este mai mic decît valoarea nominală şi la frecvenţe mari, $\tau = 1/f$ se apropie de t_1. Pe de altă parte, t.e.m. şi creşterea curentului de întoarcere prin diodele supresoare produc la rîndul lor scăderea curentului absorbit de MPP de la sursă. Această

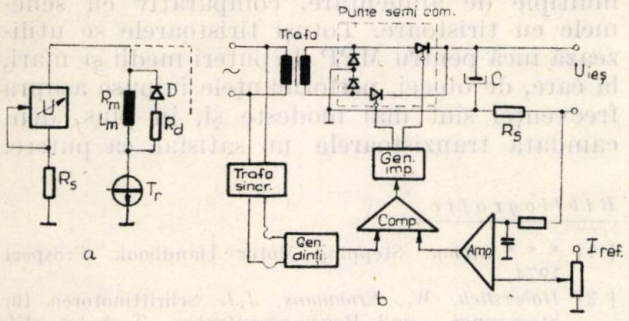


Fig. 15. Schemă de alimentare cu curent constant : *a* — schema de principiu ; *b* — sursa de curent constant.

scădere duce la micșorarea considerabilă a cuplului de frecvențe mari, unul din marile dezavantaje ale MPP.

Pentru a compensa scăderea curentului, deci a cuplului, se mărește tensiunea de alimentare o dată cu frecvența, însă în funcție direct de curent, astfel că MPP este alimentat de la o sursă de curent constant.

Comanda tensiunii de alimentare în funcție de curent se face prin punte redresoare semicomandată. Așa cum este reprezentată în figura 15 b. Măsurarea curentului se face prin rezistența R_s.

Alimentarea cu curent constant are mari avantaje : compensează în bună măsură scăderea cuplului cu frecvențe, MPP are o funcționare liniștită, fără probleme de rezonanță, însă are unele dezavantaje ca : schemă de alimentare complicată, nu permite variații bruște ale frecvenței, din cauza filtrajului puternic al tensiunii la ieșirea redresorului (condensatorul C este mare), timpul de răspuns este destul de slab și solicită termic MPP la frecvențe mari.

Schema se poate utiliza cu succes în echipamente de poziționare numerică cu MPP, care sînt prevăzute cu filtre digitale.

6. Utilizarea tiristoarelor pentru alimentarea MPP

Este cunoscut că tiristoarele ca și întreruptoarele de c.c. sînt mult mai răspîndite decît tranzistoarele de putere. În cazul MPP însă, utilizarea tiristoarelor ca și a conductoarelor statice prezintă unele inconveniente, datorită următorilor factori :

— tiristoarele sînt sensibile la panta curentului și a tensiunii, ceea ce impune limitarea acestora la valori admisibile ;

— necesitatea timpului de revenire limitează frecvența maximă de comandă a MPP la valori de circa 5 000 imp/s, pentru cazul tiristoarelor celor mai rapide ;

— problema stingerii tiristoarelor aduce serioase dificultăți în tehnica forțării, care de cele mai multe ori, se realizează numai prin rezistențe și condensatoare ;

— schemele cu tiristoare, datorită prezenței inerente a elementelor L, C sînt expuse fenomenului de ferorezonanță.

Schemele cu tiristoare păstrează totuși cîteva avantaje față de cele cu tranzistoare, și anume :

— au factor de amplificare mult mai mare decît tranzistoarele de putere ;

— suportă supratensiuni mult mai mari ;

— pot comuta curenți mari și nu pun probleme de putere disipată.

Aceste cîteva avantaje au determinat folosirea schemelor cu tiristoare pentru alimentarea, în special, a MPP-RV de medie și mare putere ($I > 10$ A) la tensiuni de peste 100 V.

În figurile 16 a,b,c sînt prezentate trei din schemele experimentate și utilizate de autori

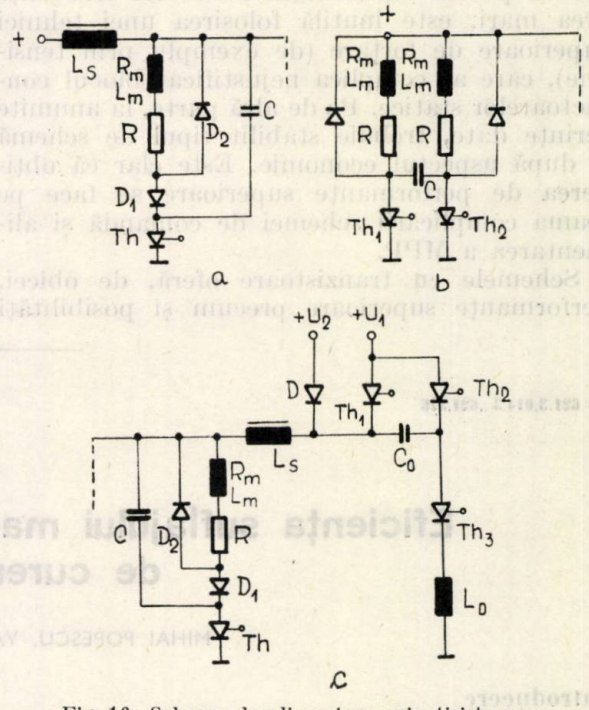


Fig. 16. Scheme de alimentare prin tiristoare : *a* — cu condensatoare în stea ; *b* — cu condensatoare între faze ; *c* — cu forțare prin alimentare prin două tensiuni.

[6]. Schema din figura 16 a servește pentru secvența unipolară, de obicei simplă. Condensatorul C servește atît pentru forțare, împreună cu rezistența R, cît și pentru stingere. Dioda D_1 are rolul de a împiedica apariția oscilațiilor în faza motorului, la deconectarea ei (prin circuitul oscilant R_m, L_m, R, C). Bobina L_s este necesară pentru a limita panta curentului prin tiristor. Schema din figura 16 b este similară, dar cu condensatoarele legate între faze.

Schema din figura 16 c efectuează forțarea prin tensiune. Tiristoarele Th_1, Th_3 sînt comandate simultan cu impulsurile de comandă. Condensatorul C_0 se încarcă prin circuitul Th_1, C_0, Th_3, L_0. După un foarte scurt timp, se dă impuls pe TH_2, care stinge pe Th_1 și comută alimentarea pe tensiunea joasă. Schema

combină de fapt forțarea prin tensiune cu forțarea R, C cu constatarea că R poate fi mic sau poate lipsi. Datorită timpului necesar pentru încărcarea și descărcarea condensatorului C_0, frecvența maximă este limitată la circa 6 500 imp/s.

7. Concluzii

După cum s-a constatat, performanțele unui MPP depind în mare măsură de sistemul de comandă și alimentare, subiect la care se referă conținutul lucrării de față.

Alegerea secvenței de alimentare este strîns legată de modul de dispunere a fazelor pe polii statorici și, evident, de tipul MPP (cu reluctanța variabilă sau cu magneți permanenți). Tehnica de forțare trebuie să îmbine necesitățile cu posibilitățile. Dacă nu se cer frecvențe prea mari, este inutilă folosirea unei tehnici superioare de forțare (de exemplu prin tensiune), care ar complica nejustificat blocul contactoarelor statice. Pe de altă parte, la anumite cerințe date, trebuie stabilit tipul de schemă și după aspectul economic. Este clar că obținerea de performanțe superioare se face pe seama complicării schemei de comandă și alimentarea a MPP.

Schemele cu tranzistoare oferă, de obicei, performanțe superioare precum și posibilități multiple de alimentare, comparativ cu schemele cu tiristoare. Totuși tiristoarele se utilizează încă pentru MPP de puteri medii și mari, la care, de obicei, performanțele impuse asupra frecvenței sînt mai modeste și, în plus, deocamdată tranzistoarele nu satisfac ca putere.

Bibliografie

[1] * * * *Sigma*. Stepping Motor Handbook. Prospect 1974.

[2] *Haberstich, W., Croymans, J.J.* Schrittmotoren für Steuerungs — und Regelungsaufgaben, Technica (Elveția), nr. 24, 1970.

[3] *Kuo, B.C.* Incremental motion control systems and devices. Proceedings, Thirs Annual Symposium, mai, 1974.

[4] *Leng, Ch.* Damping techniques for stepper motors. În: Electromechanical design, dec 1968, p. 28, 29.

[5] *Saunier, C.* Les moteurs pas à pas et leurs tehniques de comandes. În: EMI **172**, 1—5, 1973, p. 59—68.

[6] *Kelemen, A., Crivii, M., Trifa, V.* Dispozitive de comutație cu tiristoare pentru alimentarea cu impulsuri a motoarelor de inducție. În: Buletinul IPA, 1972, p. 276—289.

[7] *Kelemen, A., Crivii, M.* Motoare electrice pas cu pas. București, Ed. tehnică, 1975.

[8] *Crivii, M.* Studii privind acționările electrice cu motoare pas cu pas. Teză de doctorat, Institutul politehnic Iași, 1974.

[9] * * * Fujitsu Pulse Motors, Fujitsu Ltd., Comunications and Electronics, Tokyo, 1970.

[10] * * * 1 — vs — 2 winding excitation methods. În Electromechanical design, nr. 1, 1972, p. 34 — 36.

CZ 621.3.014.3 :.621.376

ARC ELECTRIC
CURENT ALTERNATIV
SUFLAJ MAGNETIC

Eficiența suflajului magnetic la stingerea arcului de curent alternativ

MIHAI POPESCU, VASILE TRUȘCĂ* — BUCUREȘTI

Introducere

Suflajul magnetic asociat cu răcirea arcului electric de deconectare în contact cu pereții reci ai camerei de stingere este o metodă frecvent folosită în construcția aparatelor de curent continuu, precum și la unele aparate de curent alternativ. Folosirea suflajului magnetic în curent alternativ și-a găsit aplicație mai ales la unele construcții de contactoare și întrerupătoare de medie tensiune (de exemplu dispozitivele Solenarc și Magnetor) [1,2].

Folosirea suflajului magnetic în construcțiile de aparate de joasă tensiune se limitează la unele contactoare speciale cum sînt contactoarele de regim greu [3, 4, 5].

Efectul suflajului magnetic constă în alungirea arcului și introducerea acestuia în dispozitivul de stingere prin acțiunea forței Lorentz:

$$\vec{F} = \vec{J} \times \vec{B}, \qquad (1)$$

unde J este densitatea de curent în coloana arcului, iar B este inducția magnetică produsă de dispozitivul de suflaj.

În literatura de specialitate există mai multe formule obținute pe baze experimentale [2, 6, 7], a căror utilizare este dificilă deoarece includ parametri ca timpul de ardere a arcului, gradientul de coloană sau viteza de deplasare, a căror plajă de variație este foarte mare și dificil de determinat în etapa de proiectare.

De exemplu, în lucrarea lui Taev [8], pentru viteza de deplasare a arcului se dă următoarea formulă:

$$v \cong 5 \sqrt{I_a \left(H - 0{,}08 \frac{I_a}{\delta} \right)}, \text{ cm/s}, \qquad (2)$$

* Dr. ing. *Trușcă, V.* este șef de lucrări, iar ing. *Popescu, M.* este asistent la Institutul politehnic-București, Facultatea de electrotehnică, Catedra de măsuri și aparate electrice.

unde, I_a este curentul din arc, valoare efectivă;
H — intensitatea medie a cîmpului, A/cm;
δ — lăţimea fantei.

Relaţia este valabilă numai pentru camere cu pereţi izolanţi şi fantă îngustă.

De asemenea, în lucrarea lui Zaleski [9] se indică, pentru viteza arcului, relaţia:

$$v = 0{,}0595 \sqrt{H} \sqrt[3]{\frac{I}{\gamma^2}}, \quad \text{m/s}; \tag{3}$$

unde γ reprezintă densitatea aerului.

În lucrarea de faţă se prezintă o metodă de calcul al numărului de spire ale bobinei de suflaj magnetic, considerînd intensitatea optimă a cîmpului. Metoda a fost verificată experimental, folosind un criteriu de eficienţă bazat pe un model statistico-matematic [10].

1. Consideraţii teoretice

1.1 Calculul numărului de spire ale bobinei de suflaj

Se consideră configuraţia tipică a unui dispozitiv de stingere cu suflaj magnetic, reprezentată, principial, în figura 1.

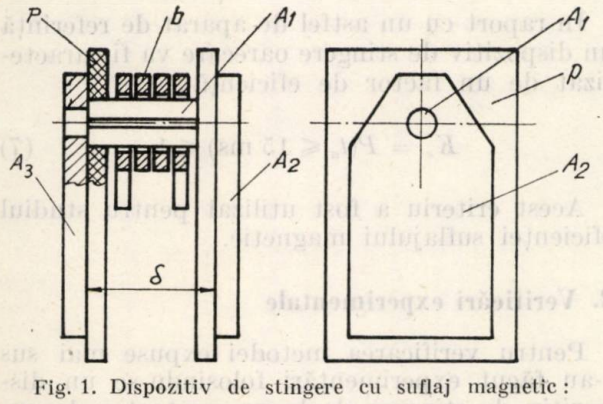


Fig. 1. Dispozitiv de stingere cu suflaj magnetic:
b — bobină de suflaj; δ — întrefier; A_1, A_2, A_3 — armături feromagnetice; p — pereţi izolanţi.

Metoda de calcul reprezintă o adaptare a procedeului folosit în curent continuu [11].

Intensitatea cîmpului magnetic se calculează cu formula:

$$H = K_\delta \frac{NI}{\delta}, \tag{4}$$

unde K_δ, reprezintă factorul de dispersie al circuitului magnetic şi care se determină în funcţie de configuraţia geometrică a circuitului.

Considerînd $i = \hat{I} \sin \omega t = \sqrt{2}\, I \sin \omega t$, relaţia (4) devine:

$$H = K_\delta \frac{N \sqrt{2}\, I \sin \omega t}{\delta} = C\, N\, I \sin \omega t, \tag{5}$$

unde $C = \frac{K_\delta \sqrt{2}}{\delta}$ este o constantă dimensională [1/m].

În figura 2 s-au reprezentat curbele corespunzătoare ale intensităţii cîmpului pentru cîteva valori ale numărului de spire ale bobinei de suflaj şi o valoare dată a curentului.

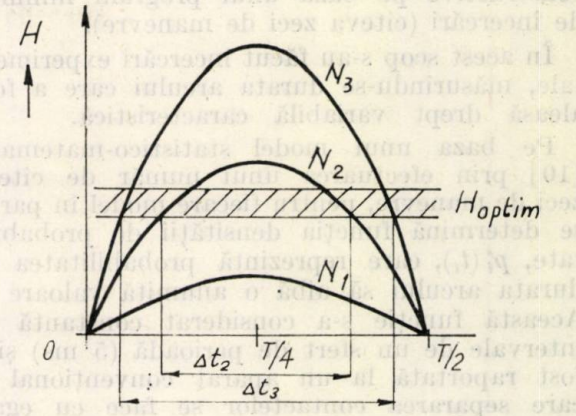


Fig. 2. Referitor la stabilirea numărului de spire.

Pe aceeaşi diagramă s-a reprezentat şi zona valorilor intensităţii optime de suflaj magnetic a cîmpului H. Aceste valori sînt obţinute pe cale experimentală [7] pentru aparate de curent continuu.

Noţiunea de cîmp de suflaj optim este acceptată ca o relaţie de compromis între următoarele cerinţe antagoniste:

a. necesitatea alungirii rapide şi introducerii arcului electric în cameră care reclamă valori mari ale cîmpului;

b. necesitatea unei energii reduse în arc (deci migraţie de material redusă), care reclamă valori reduse pentru lungimea arcului electric, respectiv pentru intensitatea cîmpului magnetic de suflaj.

Analizînd figura 2 rezultă că pentru un număr de spire N_1 ale bobinei de suflaj intensitatea optimă a cîmpului nu este atinsă în nici un moment, deci suflajul este ineficient. Pentru un număr de spire N_2, se produce un suflaj eficient în intervalul de timp Δt_2, relativ mic faţă de întreaga semiperioadă a curentului de arc. În acest caz suflajul magnetic are o eficienţă redusă. În sfîrşit pentru un număr de spire N_3, suflajul este asigurat pe durata de timp Δt_3, apropiată ca valoare de durata unei semiperioade.

Pentru număr mai mare de spire suflajul este corespunzător dar energia dezvoltată în arc devine importantă şi produce o uzură accentuată a contactelor.

1.2. Criteriul de apreciere a eficienţei stingerii arcului electric

Aprecierea eficienţei stingerii arcului electric la contactoare este o problemă dificilă, întrucît numai cîteva întreruperi corecte nu

pot fi concludente în ceea ce privește capacitatea aparatului de a rezista la proba de uzură electrică, care, de regulă, este de ordinul 10^5-10^6 manevre.

În activitatea de proiectare și dezvoltare de noi tipuri de contactoare este necesar să se poată compara un număr mare de variante constructive pe baza unui program minimal de încercări (cîteva zeci de manevre).

În acest scop s-au făcut încercări experimentale, măsurîndu-se durata arcului care a fost aleasă drept variabilă caracteristică.

Pe baza unui model statistico-matematic [10] prin efectuarea unui număr de cîteva zeci de manevre, pentru fiecare model în parte, se determină funcția densității de probabilitate, $p_i^s(t_i)$, care reprezintă probabilitatea ca durata arcului să aibă o anumită valoare t_i. Această funcție s-a considerat constantă pe intervale de un sfert de perioadă (5 ms) și a fost raportată la un aparat convențional la care separarea contactelor se face cu egală probabilitate ($p_d = 0{,}5$) în prima sau a doua jumătate a semiperioadei (în intervalul 0—5 ms sau 5—10 ms, originea fiind considerată la începutul semialternanței curentului în care se produce separația contactelor), așa cum se vede în figura 3, frecvența curentului fiind de 50 Hz.

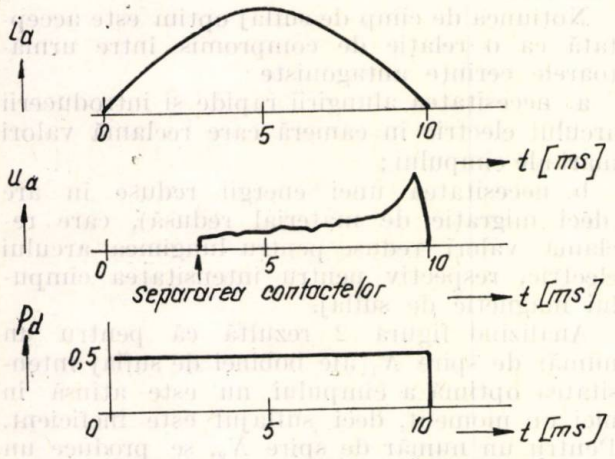


Fig. 3. Referitor la momentul separării contactelor.

Funcția densității de probabilitate astfel determinată depinde numai de dispozitivul de stingere și a fost luată ca bază pentru aprecierea eficienței stingerii arcului.

Din practică a rezultat că un dispozitiv de stingere eficient, întrerupe arcul electric la prima sau cel mult la a doua trecere prin zero. De regulă întreruperea la prima trecere prin zero se face pentru arcul amorsat în intervalul 0—5 ms și mai rar în intervalul 5—10 ms, ($t_a \leqslant 10$ms).

Arcul electric amorsat în intervalul 5—10 ms (în apropierea trecerii prin zero) se prelungește uneori și în semialternanța următoare ($t_a \leqslant 15$ ms).

Din aceste considrații rezultă că la un aparat foarte bun probabilitatea :

$$P(t_a \leqslant 15 \text{ ms}) = 1. \tag{6}$$

Funcția densității de probabilitate pentru un astfel de aparat este reprezentată în figura 4.

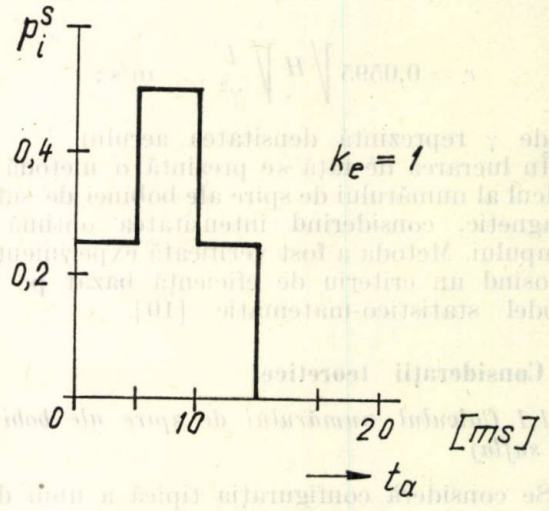


Fig. 4. Funcția densității de probabilitate pentru un aparat convențional, $P_d = 0{,}5$.

În raport cu un astfel de aparat de referință un dispozitiv de stingere oarecare va fi caracterizat de un factor de eficiență :

$$K_e = P(t_a \leqslant 15 \text{ ms}) \leqslant 1. \tag{7}$$

Acest criteriu a fost utilizat pentru studiul eficienței suflajului magnetic.

2. Verificări experimentale

Pentru verificarea metodei expuse mai sus s-au făcut experimentări folosindu-se un dispozitiv de stingere de la un contactor de curent alternativ cu mișcare de rotație la un curent $I = 140$ A, corespunzător regimului AC 4, pentru motorul cu puterea nominală $P = 11$ kW.

Schema electrică a circuitului de încercare este cea prezentată în figura 5.

Încercările s-au făcut monofazat la următorii parametri $U = 420$ V; $I = 140$ A; $\cos\varphi = 0{,}4$, iar înregistrările s-au făcut cu ajutorul unui osciloscop cu memorie de tipul Tektronix-214, avînd o bandă de frecvență de 500 kHz.

În figura 6 este prezentată o oscilogramă tipică obținută la o deconectare fără suflaj magnetic, contactele fiind din Ag-W. Se observă o durată mare de ardere a arcului electric și anume de circa 30 ms.

Pentru a ilustra eficiența suflajului magnetic se prezintă în figura 7 diagrama $H = f(t)$,

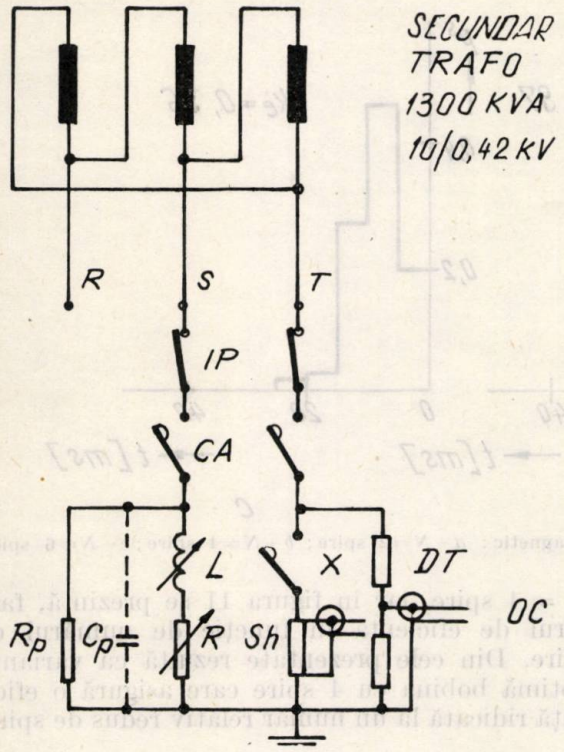


Fig. 5. Schema electrică de încercări:
IP — întreruptor de protecție: *CA* — contactor auxiliar; *X* — aparat de probă; *L,R* — impedanța de sarcină; R_p C_p — grup *RC* pentru adaptarea tensiunii de restabilire; *Sh* — șunt coaxial; *DT* — divizor de tensiune rezistiv; *OC* — osciloscop catodic.

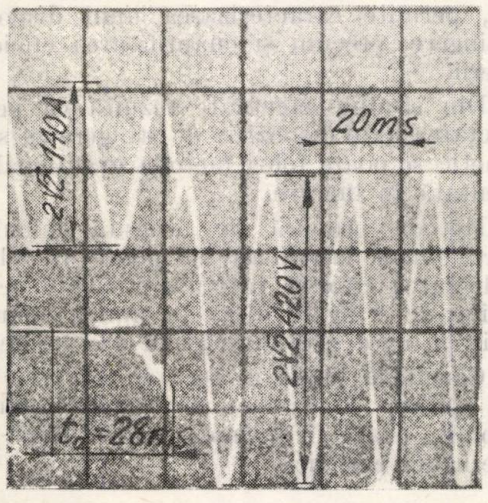


Fig. 6. Oscilograma unei deconectări fără suflaj magnetic.

pentru determinarea numărului de spire conform celor prezentate în paragraful 1.1.

Experimentările au urmărit două aspecte și anume:

a. De a se determina dacă suflajul magnetic este sau nu necesar;

b. Verificarea experimentală a metodei de determinare a numărului de spire.

În figura 8, se prezintă comparativ funcțiile caracteristice ale densității de probabilitate pentru aceeași cameră de stingere în absența

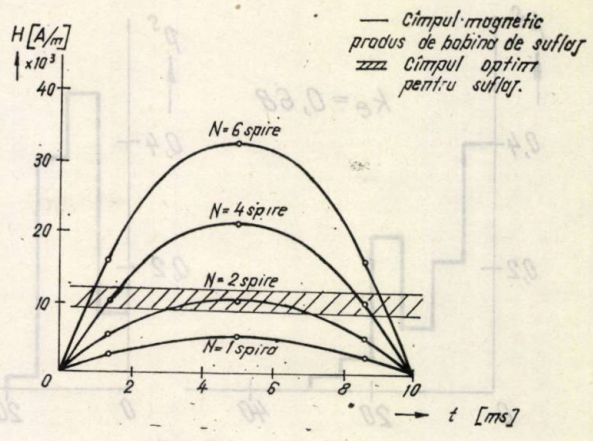


Fig. 7. Referitor la determinarea numărului de spire.

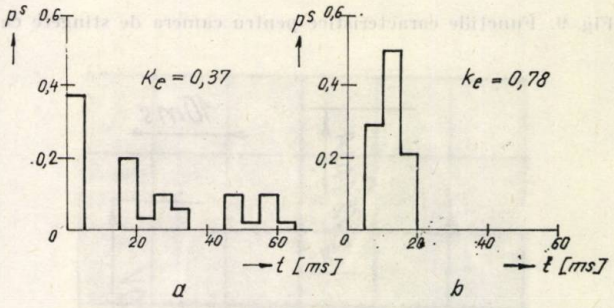


Fig. 8. Funcțiile caracteristice pentru camere de stingere: *a* — fără suflaj; *b* — cu suflaj magnetic.

bobinei de suflaj (figura 8 a) și în prezența bobinei de suflaj cu 6 spire (figura 8 b).

Din diagrame se observă că absența bobinei de suflaj conduce la o întrerupere mult mai dificilă a arcului electric, ajungînd la durate de peste 6 semiperioade ($t_a < 65$ ms). Prezența bobinei de suflaj determină întreruperea, mai eficientă a arcului electric ($t_a < 20$ ms). Aceste concluzii sînt confirmate și de valorile factorilor de eficiență care în primul caz este $K_e = 0{,}37$, iar în al doilea caz are o valoare net superioară și anume $K_e = 0{,}78$.

Pentru verificarea metodei de determinare a numărului de spire s-au făcut experimentări pe aceeași cameră de stingere, cu același sistem de contacte pentru un număr de 2, 4, 6 spire.

În figura 9 se prezintă, comparativ, funcțiile caracteristice pentru cele 3 situații de mai sus. Se observă că factorul de eficiență crește sensibil de la 0,68 (pentru 2 spire) la 0,97 (pentru 4 spire) și 0,96 (pentru 6 spire). Această concluzie este în concordanță cu diagrama din figura 7 și reprezintă o verificare concludentă a considerațiilor teoretice de la paragraful 2. Din punct de vedere practic, în această situație concretă, este suficient (și economic) ca bobina de suflaj să aibă 4 spire.

În figura 10 se prezintă, oscilograma caracteristică în prezența bobinei de suflaj, pentru

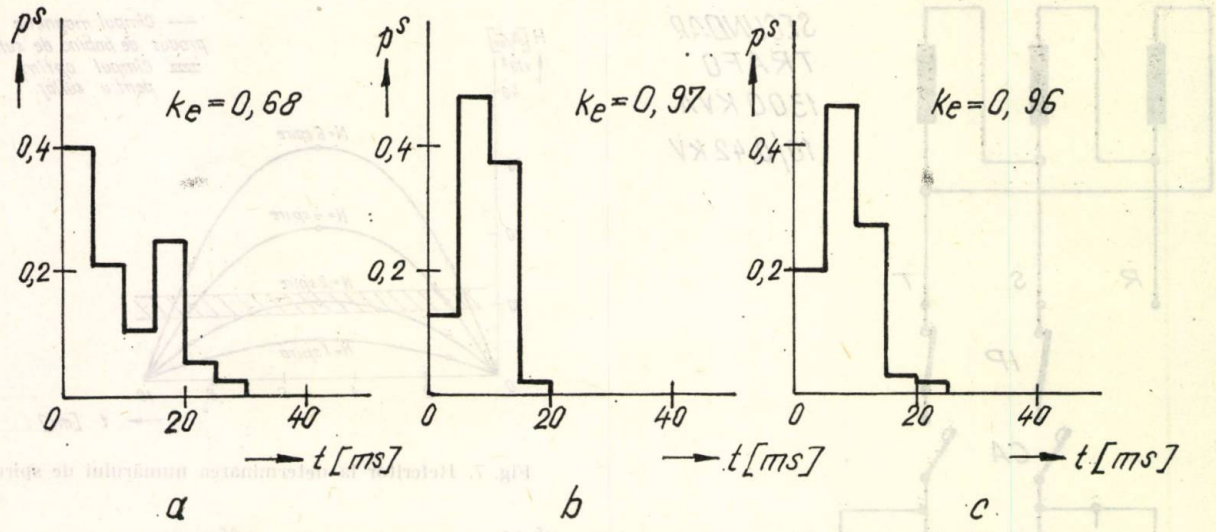


Fig. 9. Funcțiile caracteristice pentru camera de stingere cu suflaj magnetic: $a-N=2$ spire; $b-N=4$ spire; $c-N=6$ spire.

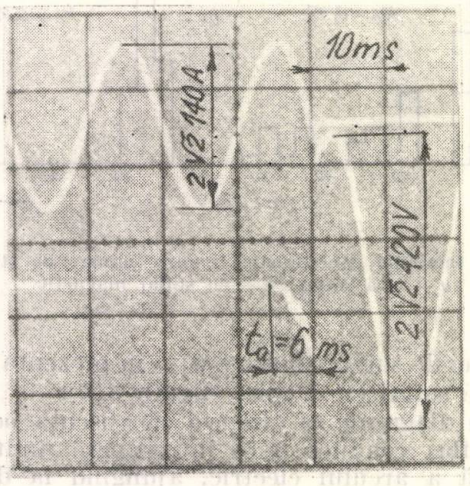


Fig. 10. Oscilogramă caracteristică cu bobină de suflaj cu $N = 4$ spire.

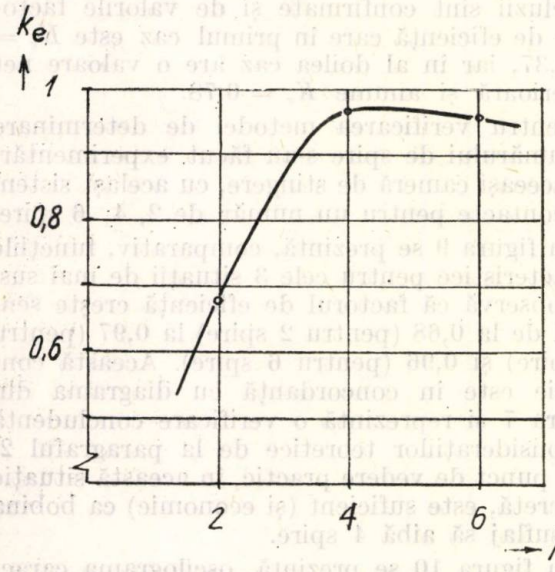


Fig. 11. Variația factorului de eficiență în funcție de numărul de spire.

$N = 4$ spire, iar în figura 11 se prezintă, factorul de eficiență în funcție de numărul de spire. Din cele prezentate rezultă ca variantă optimă bobina cu 4 spire care asigură o eficiență ridicată la un număr relativ redus de spire.

3. Concluzii

— Folosirea unui model statistico-matematic, considerînd durata arcului ca variabilă aleatoare, permite caracterizarea unui dispozitiv de stingere, precum și cuantificarea eficienței stingerii.

— Din studiile efectuate rezultă că pentru proiectarea unui dispozitiv de stingere cu suflaj magnetic se poate folosi metoda grafo-analitică prezentată în lucrare.

— Metoda propusă nu necesită calcule și experimentări laborioase și poate fi folosită la selectarea cîtorva variante eficiente de dispozitive de stingere dintr-un număr mare de soluții pe care proiectantul le are în vedere.

— Concluzia finală în ceea ce privește varianta optimă, din punct de vedere tehnic și economic, poate fi obținută numai după probe de uzură electrică.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate electrice. E.D.P. București 1972.

[2] *Marinescu, I., Török, L., Bărcă, C., Șerbănescu, M.* Cercetări privind realizarea unui contactor de 6 kV, 100 A cu stingerea arcului electric în aer. Ses. VII-a Comun, ICPE, Buc. 1970.

[3] * * * Catalog: Télémecanique électrique, 1976.

[4] * * * Catalog CEMA — Telemecanica Electrica, OMR, 1972.

[5] *Seegert, R* și *Beck, W.* Caracteristicile constructive ale aparatelor moderne de conectare de joasă tensiune. În: Elektrie **12** (1960), pg. 429—434.

[6] *Kukekov, G.A.* Vikliuciateli peremennogo toka visokogo napriajenia. Izd. Energhia, Moskva, 1972.

[7] *Steinberg, C.* Teoria și proiectarea aparatelor electrice. EDP, Buc. 1964.
[8] *Taev, I.S.* Elektriceskaia duga v apparatajah nizkogo napriajenia. Izd. Energia, Moskva 1965.
[9] *Zaleskii, A.M.* Elektriceskaia duga otkliucenia — Moskva, Gosenergoizdat 1970.
[10] *Popescu, M.* Modelarea statistico-matematică a arcului electric de deconectare. În: E.E.A. — Electrotehnica **26**, nr. 2, 1978, p. 65—69.
[11] *Horlopan, G., Truscă, V.* ș.a. Probleme de aparate electrice. Editura didactică și pedagogică, București, 1976.

CZ 621.3.025.3 :.681.142

CURENȚI DE SCURTCIRCUIT
ECUAȚII PARK
METODE DE CALCUL

Cu privire la rezolvarea numerică a ecuațiilor Park cu parametri tranzitorii

MARIN MIHALACHE* — BUCUREȘTI

Introducere

Într-o lucrare anterioară [5] s-a arătat că mașinile sincrone complexe (caracterizate de prezența simultană a structurilor de tip „filiform" alături de structuri cu „efect de cîmp", spre exemplu, mașinile sincrone cu inductor masiv) pot fi descrise convenabil cu ajutorul *parametrilor tranzitorii* (inductanțele, respectiv, conductanța tranzitorie).

În sistemul de coordonate d, q, o (cu $i_0 = 0$) fluxurile, tensiunile și curenții satisfac ecuațiile reduse Park, conform (1):

$$\begin{cases} u_d(t) = R_d\, i_d(t) + \dfrac{d}{dt}\Phi_d(t) - \omega_r \Phi_q(t) \\ u_d(t) = R_q\, i_q(t) + \dfrac{d}{dt}\Phi_q(t) + \omega_r \Phi_d(t). \end{cases} \tag{1}$$

În lucrarea [5] anexa 1, au fost obținute expresiile de ordinul 1 (în care intervin derivatele parametrilor tranzitorii), respectiv de ordinul 2, satisfăcute de fluxurile tranzitorii (presupuse de condiții inițiale nule) $\Phi_d(t)$ respectiv $\Phi_q(t)$.

Astfel, este posibilă, în principiu, rezolvarea ecuațiilor de tip (1) exclusiv în domeniul timp, pe cale numerică sau analogică, dacă se cunosc parametrii tranzitorii $l(t)$, respectiv $g(t)$, precum și condițiile inițiale și la borne pentru regimul dinamic analizat.

Mărimile de fază (a,b,c) se obțin cu ajutorul relațiilor de transformare $(a,b,c) \cdot (d,q,o)$, scrise sub formă generală în (2):

$$\begin{cases} [F_{d,q,o}] = [C]\,[F_{a,b,c}] \\ [F_{a,b,c}] = [C]^t\,[F_{d,q,o}], \end{cases} \tag{2}$$

unde $[C]$ reprezintă matricea de transformare (3):

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{array}{c} \\ d \\ q \\ o \end{array} \overset{\begin{array}{ccc} a & b & c \end{array}}{\left|\begin{array}{ccc} \cos\theta_r & \cos(\theta_r - 120^\circ) & \cos(\theta_r + 120^\circ) \\ -\sin\theta_r & -\sin(\theta_r - 120^\circ) & -\sin(\theta_r + 120^\circ) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{array}\right|} \tag{3}$$

Dintre regimurile dinamice ale mașinii sincrone, regimul de scurtcircuit brusc a constituit din totdeauna o problemă de referință, diferitele ei rezolvări constituind în timp tot atîtea etape în dezvoltarea cunoștințelor privind fenomenele dinamice din mașinile sincrone.

Astfel, începînd cu lucrările lui Steinmetz [8], Boucherot [1], Doherty [3], se ajunge la metoda operațională de analiză introdusă de către Park în lucrarea [7].

Expresiile sub formă analitică, a curenților de scurtcircuit, relativ simple sub formă operațională dar necesitînd multe calcule și aproximații (chiar în cazul relativ simplu al mașinii sincrone ideale cu trei circuite în axa longitudinală, respectiv două în axa transversală) pentru revenirea în domeniul timp (t), [6], [9] constituie și astăzi baza teoretică de determinare experimentală a parametrilor de regim tranzitoriu (reactanțe și constante de timp) ai mașinii sincrone.

În lucrarea de față ne propunem, pe baza rezultatelor din [5], prezentarea unei metode numerice de calcul, în domeniul timp, a curenților de scurtcircuit trifazat brusc, considerînd regimul anterior de mers în gol, neglijarea rezistenței indusului ($R_s = 0$), absența regulatorului de tensiune (deci $Ue = 0$) și viteza de rotație constantă ($\omega_r = \text{const}$). Se

* Ing. *Mihalache, M.* este asistent la Institutul politehnic-București.

presupun cunoscuți, evident, parametrii tranzitorii $ld(t)$ respectiv $lq(t)$.

1. Expresiile fluxurilor tranzitorii $\Phi_d(t)$ și $\Phi_q(t)$

Considerînd ipotezele de calcul din paragraful 1 fluxurile și tensiunile satisfac, după producerea scurtcircuitului ($t = 0$), ecuațiile (4):

$$\begin{cases} \Delta u_d = 0 = \dfrac{d}{dt}\Phi_d(t) - \omega\Phi_q(t) \\ \Delta u_q = -u = \omega\Phi_d(t) + \dfrac{d}{dt}\Phi_q(t), \end{cases} \tag{4}$$

unde:

$u = u_d(0) = \omega\Phi_d(0)$, (egală cu $\sqrt{\frac{3}{2}}$ din valoarea maximă a tensiunii de mers în gol a generatorului sincron). Folosind metoda operațională (Laplace) se pot obține, comod, expresiile fluxurilor tranzitorii:

$$\begin{cases} \Phi_d(p) = \dfrac{-\omega u}{p(p^2+\omega^2)} \overset{\mathcal{L}}{\Leftrightarrow} \Phi_d(t) = -\dfrac{u}{\omega}(1-\cos\omega t) \\ \text{și} \\ \Phi_q(p) = \dfrac{-pu}{p(p^2+\omega^2)} \overset{\mathcal{L}}{\Leftrightarrow} \Phi_q(t) = -\dfrac{u}{\omega}\sin\omega t, \end{cases} \tag{5}$$

utilizînd sistemul de unități relative, $\tau = \omega_b t$ și $u = \sqrt{\frac{3}{2}}$ expresiile (5) devin:

$$\begin{cases} -\Phi_d(\tau)_d = 1 - \cos\tau \\ -\Phi_q(\tau) = \sin\tau. \end{cases} \tag{6}$$

Este interesant de remarcat faptul că expresiile (6) sînt universale, pentru acest tip de problemă, indiferent de proprietățile mașinii analizate.

Fluxurile tranzitorii axiale $\Phi_d(t)$ și $\Phi_q(t)$ sînt deci mărimi periodice, a căror variație pe intervalul $0{,}2\pi$ este prezentată în figura 1.

2. Expresia numerică a curentului de scurtcircuit

Conform rezultatelor din [5], expresia de ordinul 1 a fluxului tranzitoriu satisface, prin utilizarea unităților relative, relația (7).

$$\Phi(\tau) = x(0)\, i(\tau) + \int_0^\tau X'(\tau - u) i(u)\, du, \tag{7}$$

unde $X'(t)$ reprezintă derivata de ordinul 1 a inductanței (reactanței) tranzitorii $X(t)$ (anexa 1).

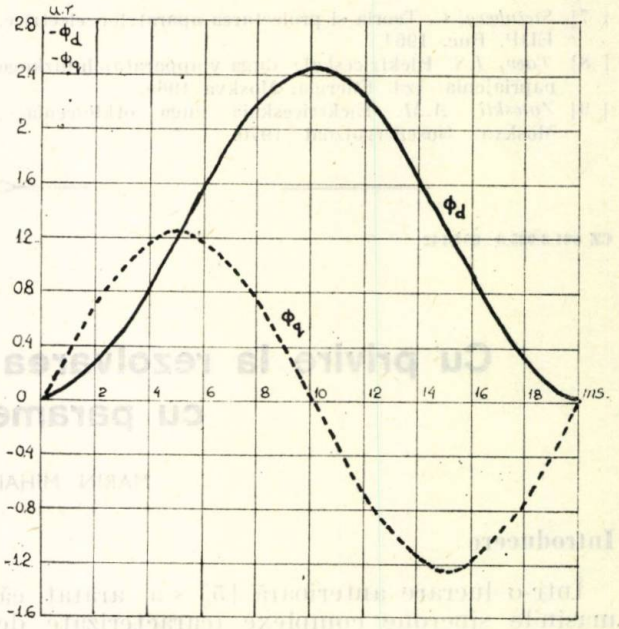


Fig. 1

Discretizînd coordonata temporală, conform (8)

$$\begin{cases} \tau_m = m\Delta\tau \quad \text{cu:} \quad m = 0,1,2,\ldots N \\ u_j = j\Delta\tau \qquad\quad j = 0,1,2,\ldots m, \end{cases} \tag{8}$$

și utilizînd metoda trapezului de integrare numerică se obține:

$$\Phi(m) = x(0)I(m) + \sum_{j=0}^{m} x'(K)\, I(j)\, \Delta(j), \tag{9}$$

cu:

$$\begin{cases} K = m - j \\ \Delta(j) = \begin{cases} \dfrac{1}{2}\Delta\tau, \text{ pentru } j=0 \text{ și } j=m, \\ \Delta\tau, \text{ pentru } 0<j<m, \end{cases} \end{cases} \tag{10}$$

unde $I(m)$ reprezintă secvențele de curent, iar $x'(K)$ secvențele derivatelor parametrului tranzitoriu.

Deoarece $I(0) = 0$ (s-a presupus regimul anterior de mers în gol), relațiile de calcul al secvențelor de curent $I_d(m)$, respectiv $I_q(m)$ vor fi următoarele:

$$I_d(m) = \frac{\Phi_d(i) - \sum_{j=1}^{i-1} x'_d(k)\, I_d(j)\, \Delta\tau}{x_d(0) + x'_d(0)\dfrac{\Delta\tau}{2}}, \tag{11}$$

pentru $m = 1,2,\ldots N$,

și:

$$I_q(m) = \frac{\Phi_q(i) = \sum_{j=1}^{i-1} x'_q(k)\, I_q(j)\, \Delta\tau}{x_q(0) + x'_q(0)\dfrac{\Delta\tau}{2}}. \tag{12}$$

Expresiile (11) și (12) permit calculul secvențelor de curent $I_d(m)$ respectiv $I_q(m)$, în condițiile cunoașterii secvențelor parametrilor tranzitorii corespunzători (determinați fie pe cale analitică, în cazurile mai simple, fie pe cale numerică ca în [5], pentru mașinile sincrone complexe, respectiv a secvențelor fluxurilor tranzitorii, conform relației (6).

3. Aplicație

În vederea verificării metodei de calcul prezentate, relațiile (11) și (12) se vor considera cazul unui generator sincron, cu poli aparenți caracterizat de următorii parametrii (exprimați în u.r.);

$$\begin{cases} x_d = 1{\cdot}6, \quad x'_d = 0.4, \quad x''_d = 0.2, \quad T'_d = 314, \\ \qquad\qquad\qquad\quad T''_d = 31.4, \quad x_\sigma = 0.1 \\ x_q = 1, \quad x''_q = 0.15, \quad T''_q = 20. \end{cases} \tag{13}$$

Expresiile reactanțelor operaționale $x_d(p)$, $x_q(p)$ respectiv tranzitorii $x_d(t)$, $x_q(t)$

Reactanța operațională longitudinală $x_d(p)$ se calculează conform relației (14) și corespunde schemei echivalente simplificate uzuale a mașinii sincrone convenționale [10]:

$$x_d(p) = x_\sigma + \frac{1}{\dfrac{1}{x_{ad}} + \dfrac{p}{r_e + p x_{\sigma e}} + \dfrac{p}{r_D + p x_{\sigma D}}}. \tag{14}$$

Parametrii rotorici se calculează în următoarele relații:

$$\begin{cases} x_{ad} = x_d - x_\sigma \\ x'_{ad} = x'_d - x_\sigma = \dfrac{1}{\dfrac{1}{x_{ad}} + \dfrac{1}{x_{\sigma e}}} \\ x''_{ad} = x''_d - x_\sigma = \dfrac{1}{\dfrac{1}{x_{ad}} + \dfrac{1}{x_{\sigma e}} + \dfrac{1}{x_{\sigma D}}}, \end{cases} \tag{15}$$

de unde:

$$x_{\sigma e} = \frac{x'_{ad}}{1 - \dfrac{x'_{ad}}{x_{ad}}}, \quad x_{\sigma D} = \frac{x''_{ad}}{1 - \dfrac{x''_{ad}}{x_{ad}} - \dfrac{x''_{ad}}{x_{\sigma e}}}. \tag{16}$$

Din expresiile constantelor de timp se obțin rezistențele înfășurărilor:

$$\begin{cases} r_e = \dfrac{x_{ad} + x_{\sigma e}}{T'_{do}}, \quad r_D = \left(x_{ad} + x_{\sigma D} - \dfrac{x^2_{ad}}{x_{ad} + x_{\sigma e}} \right) \cdot \dfrac{1}{T''_{d0}} \\ T'_{d0} = T'_d \cdot \dfrac{x_d}{x'_d}, \quad T''_{d0} = T''_d \cdot \dfrac{x'_d}{x''_d}. \end{cases} \tag{17}$$

Înlocuind (13) în (15) ... (17) se obține următoarea expresie numerică pentru reactanța operațională longitudinală:

$$x_d(p) = 0.1 + \frac{1}{\dfrac{1}{1.5} + \dfrac{P}{0{,}0015 + p.0{,}375} + \dfrac{P}{0{,}0036 + p \cdot 0{,}15}}. \tag{18}$$

Conform relației de definiție din [5], reactanța tranzitorie longitudinală $x_d(t)$ are următoarea expresie:

$$x_d(t)^D = \mathfrak{L}^{-1} \frac{x_d(p)}{P} \cong 1{,}657 - 1{,}366 \cdot e^{-6.016 \cdot 10^{-4} \cdot t} - 0{,}086 \cdot e^{-1.018 \cdot 10^{-2} \cdot t}, \tag{19}$$

respectiv pentru derivata $x'_d(t)$:

$$x'_d(t) = 8{,}218 \cdot 10^{-4} \cdot e^{-6.016 \cdot 10^{-4} t} + 8{,}76 \cdot 10^{-4} \cdot e^{-1.018 \cdot 10^{-2} \cdot t}. \tag{20}$$

În mod analog, pentru parametrii axei transversale:

$$\begin{cases} x_q(t) = 1 - 0.85 \cdot e^{-7.5 \cdot 10^{-3} \cdot t} \\ x'_q(t) = 6{,}375 \cdot 10^{-3} \cdot e^{-7.5 \cdot 10^{-3} t}, \end{cases} \tag{21}$$

unde timpul t este exprimat în unități relative.

Soluțiile analitice, pentru problema de față ($u_G = U_N$, $R_S = 0$) ale curenților axiali $i_d(t)$, $i_q(t)$, conform [10] sînt următoarele:

$$\begin{cases} i_d(t) = \dfrac{1}{x_d} + \dfrac{1}{T''_d}\left(\dfrac{1}{x''_d} - \dfrac{1}{x'_d}\right) \sin t - \dfrac{1}{x''_d} \cos t + \\ + \left(\dfrac{1}{x'_d} - \dfrac{1}{x_d}\right) e^{-t/T'_d} + \left(\dfrac{1}{x''_d} - \dfrac{1}{x'_d}\right) e^{-t/T''_d}, \\ \text{respectiv numeric:} \\ i_d(t) = 0.625 + 0.0796 \sin t - 5 \cos t + \\ + 1{,}875 \cdot e^{-0.003185 \cdot t} + 2{,}5 . e^{-0.03185 \cdot t} \end{cases} \tag{22}$$

și respectiv:

$$\begin{cases} i_q(t) = \dfrac{1}{T''_q}\left(\dfrac{1}{x_q} - \dfrac{1}{x''_q}\right) \cdot e^{-t/T''_q} + \dfrac{1}{x''_q} \sin t + \\ + \dfrac{1}{T''_d}\left(\dfrac{1}{x''_q} - \dfrac{1}{x_q}\right) \cdot \cos t \\ \text{și:} \\ i_q(t) = 6{,}66 \sin t + 0{,}283 \cos t - 0{,}283\, e^{-0.05\, t}. \end{cases} \tag{23}$$

Rezultatele calculelor sînt prezentate în tabelul 1, pentru $t = (0 - 20$ ms) respectiv (0_6 283 *u.r*). Împreună cu valorile curenților axiali $i_d(t)$, $i_q(t)$ (calculate conform relațiilor

Tabelul 1

Nr. crt.	t, sec	$\tau = t \cdot 100\pi$ u.r	$-i_q(t)$ rel(12)	$-i_q(t)$ rel(23)	$-i_d(t)$ rel(11)	$-i_d(t)$ rel(22)	$i_a(t)$
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0 001	0 314	2 507	2 506	0 296	0 291	0 405
2	0 002	0 628	4 736	4 734	1 161	1 139	1 512
3	0 003	0 942	6 469	6 466	2 506	2 455	3 092
4	0 004	1 257	7 539	7 532	4 198	4 112	4 813
5	0 005	1 571	7 836	7 831	6 06	5 946	6 393
6	0 006	1 885	7 335	7 330	7 916	7 774	7 653
7	0 007	2 199	6 084	6 082	9 578	9 417	8 537
8	0 008	2 513	4 209	4 208	10 881	10 713	9 096
9	0 009	2 827	1 893	1 889	11 635	11 574	9 455
10	0 010	3 142	−0 645	−0 636	11 932	11 795	9 631
11	0 011	3 456	−3 144	−3 133	11 574	11 473	9 670
12	0 012	3 770	−5 362	−5 351	10 647	10 596	9 567
13	0 013	4 084	−7 084	−7 073	9 240	9 249	9 110
14	0 014	4 398	−8 142	−8 131	7 491	7 561	8 221
15	0 015	4 712	−8 431	−8 419	5 565	5 698	6 874
16	0 016	5 026	−7 921	−7 910	3 649	3 840	5 173
17	0 017	5 314	−6 659	−6 653	1 927	2 167	3 354
18	0 018	5 655	−4 774	−4 770	0 567	0 842	1 733
19	0 019	5 970	−2 441	−2 437	−0 294	−0 624	0 612
20	0 020	6 283	−0 092	−0 092	−0 6	−0 294	0 242

(11), (12) respectiv (22), (23)) s-au calculat și valorile corespunzătoare ale curentului din faza a, utilizînd relația de transformare (2). De asemenea, valorile calculate pentru curenții $i_d(t)$, $i_q(t)$, conform (11), (12), respectiv pentru $i_a(t)$ au fost reprezentate în figura 2.

4. Concluzii

În lucrare s-a prezentat un exemplu de rezolvare numerică a ecuațiilor Park cu parametri tranzitorii, introduse în [5]. Deși relațiile (11) și (12) au fost obținute utilizînd, pentru integrarea numerică, metoda trapezului (cunoscută ca fiind cea mai puțin precisă), relații similare se pot obține utilizînd metode de integrare de ordin superior ca cele din [4].

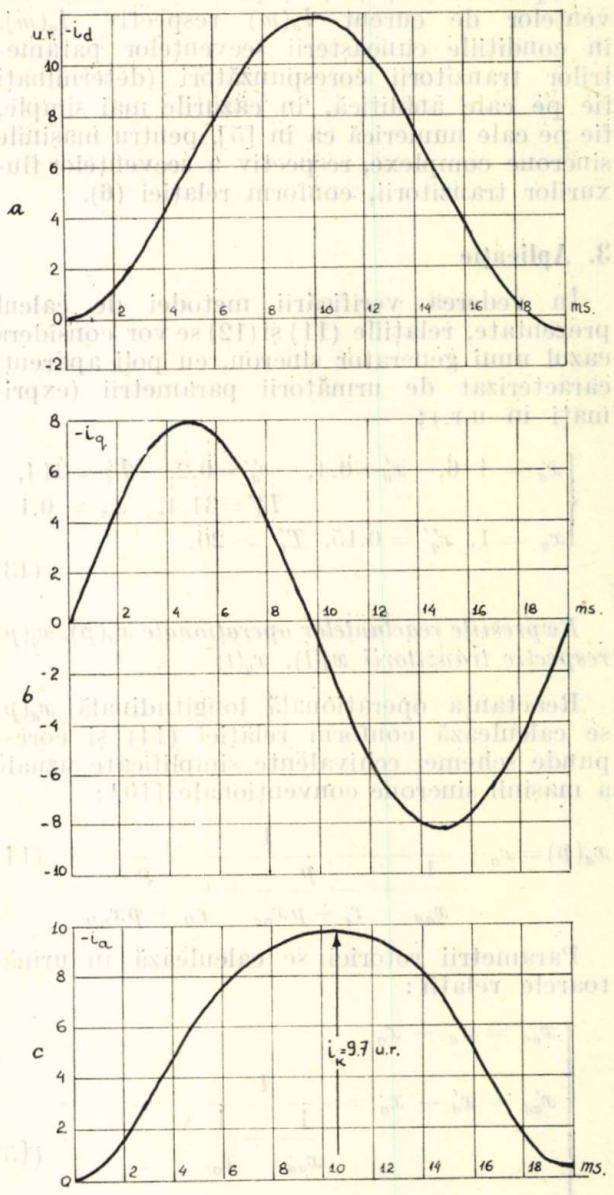


Fig. 2

Rezultatele obținute, în cadrul exemplului numeric analizat, confirmă cu o precizie satisfăcătoare (erori de ansamblu sub 0,5%), valabilitatea relațiilor de calcul propuse.

ANEXA 1

Inductanțele (reactanțele în u.r) tranzitorii longitudinale și transversale $l_d(t)$, $l_q(t)$ se definesc, conform [5], cu ajutorul relației (24):

$$l(t)^D = \mathfrak{L}^{-1} l(p) = \mathfrak{L}^{-1} \frac{L(p)}{p}, \qquad (24)$$

unde $L(p)$ reprezintă *inductanța operațională* [7], [6], iar $\mathfrak{L}^{-1}$ este operatorul transformatei Laplace inversă.

Expresia operațională a fluxului din axa longitudinală (cu $u_e = 0$) este următoarea:

$$\Phi_d(p) = L_d(p)\, i_d(p) = p l_d(p)\, i_d(p). \tag{25}$$

Trecerea în domeniul timp a relației (25) se face utilizînd teorema Borel (26):

$$\begin{cases} \mathfrak{L}^{-1}F_1(p)\cdot F_2(p) = [f_1 \overset{\otimes}{} f_2] = \int_0^t f_1(t-\tau) f_2(\tau)\, d\tau, \\ \text{unde:} \\ F_1(p) \overset{\mathfrak{L}}{\Leftrightarrow} f_1(t), \\ F_2(p) \overset{\mathfrak{L}}{\Leftrightarrow} f_2(t). \end{cases} \tag{26}$$

În cazul relației (25) se vor alege următoarele corespondențe:

$$\begin{cases} F_1(p) = p l_d(p) \overset{\mathfrak{L}}{\Leftrightarrow} [l_d(0)\,\delta(t) + l'_d(t)], \\ F_2(p) = i_d(p) \overset{\mathfrak{L}}{\Leftrightarrow} i_p(t), \\ \Phi_d(p) \overset{\mathfrak{L}}{\Leftrightarrow} \Phi_d(t), \end{cases} \tag{27}$$

unde $l_d(0)$ reprezintă limita la dreapta, în origine, a inductanței tranzitorii longitudinale; $l_d(0) = l_d(0_+)$; $l'_d(t)$ reprezintă derivata inductanței tranzitorii; iar $\delta(t)$ funcția lui Dirac.

Astfel, utilizînd relațiile (26), (27) în (25) se obține:

$$\Phi_d(t) = \int_0^t [l_d(0)\delta(t-\tau) + l'_d(t-\tau)]\, i_d(\tau)\, d\tau. \tag{28}$$

Folosind proprietatea de filtraj a funcției $\delta(t)$:

$$\int_0^t \delta(t-\tau)\, i_d(\tau)\, d\tau = i_d(t), \tag{29}$$

expresia fluxului tranzitoriu longitudinal $\Phi_d(t)$ devine:

$$\Phi_d(t) = l_d(0)\, i_d(t) + \int_0^t l'_d(t-\tau)\, i_d(\tau)\, d\tau. \tag{30}$$

În mod analog pentru axa transversală se obține:

$$\Phi_q(t) = l_q(0)\cdot i_q(t) + \int_0^t l'_q(t-\tau)\, i_q(\tau) d\tau. \tag{31}$$

Bibliografie

[1] *Boucherot, M.* Les phenomènes electromagnetiques qui resultent de la mise on court circuit brusque d'un alternateur. În: Rev. Elec., 1912, p. 103.

[2] *Demidovici, B.* et *Maron, N.I.* Elements de calcul numerique. Ed. Mir. Moscou, 1973.

[3] *Doherty, R.E.* A simplified method of analyzing short circuit problems. În: Trans. of. A.I.E.E., 1923, p. 841.

[4] *Linz, P.* Numerical methods for Volterra integral equations of the first Kind. Comput. J, 12, 1968, p. 393.

[5] *Mihalache, M.* Parametres transitories de la machine syncronne. Definitions et methodes de determination. În: Rev. Roum. Sci. Techn. Electrotehn. et Energ. (în curs de apariție).

[6] *Nedelcu, V.* Regimurile de funcționare ale mașinilor de curent alternativ. București Ed. tehnică, 1968.

[7] *Park, R.H.* Two reaction theory of synchronous machines. În: Trans. of A.I.E.E., 1929, p. 716.

[8] *Steinmetz, C.P.* Theory and calculation of electric circuits. New York, Mc. Graw Hill, 1917.

[9] *Jreve, G.K.* Încercările mașinilor electrice rotative București, Ed. tehnică, 1972.

[10] *I.S. Gheorghiu, A. Fransua.* Tratat de mașini electrice Vol. 4, Ed. Academiei, București 1972.

CZ 621.314.5

CIRCUITE COMANDATE CU TIRISTOARE
MODEL MATEMATIC
REGIM DINAMIC

Un model matematic al mutatorului comandat cu tiristoare-bidirecţionale, cu curenţi de circulaţie. Schema dublă stea antiparalel

CONSTANTIN ZAMFIRESCU* — BUCUREŞTI

Introducere

Utilizarea pe scară largă a mutatoarelor comandate cu tiristoare impune stabilirea unor modele matematice adecvate pentru aceste tipuri de circuite şi sistemele în care funcţionează.

Circuitele electrice cu elemente comandate intră în categoria sistemelor cu structură variabilă. Tiristorul poate fi considerat un element care comută circuite continue pe baza logicii de funcţionare a tiristorului, funcţie de o comandă şi de valorile unor variabile din circuit. Din această cauză calculul variaţiei în timp a mărimilor caracteristice unui astfel de sistem întîmpină greutăţi legate, în primul rînd, de modificarea configuraţiei sistemului.

1. Modelul matematic al mutatorului

Schema electrică de principiu a redresorului dublă stea antiparalel avînd curenţi de circulaţie este prezentată în figura 1, notaţiile utilizate avînd următoarele semnificaţii:

U_1, U_2, U_3 — valorile instantanee ale tensiunilor de alimentare pe fiecare fază;

R_{s1}, R_{s2}, R_{s3} — valorile rezistenţelor sursei trifazate;

L_{s1}, L_{s2}, L_{s3} — valorile inductivităţilor sursei trifazate;

R_{f1}, R_{f2} — valorile rezistenţelor bobinelor de filtrare;

L_{f1}, L_{f2} — valorile inductivităţilor bobinelor de filtrare;

U_{t1}, U_{t2}, U_{t3}, U_{t4}, U_{t5}, U_{t6} — valorile instantanee ale tensiunilor anod-catod corespunzătoare fiecărui tiristor;

i_1, i_2, i_3, i_4, i_5, i_6 — valorile instantanee ale curenţilor prin cele şase tiristoare T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6;

R, L, E — valorile rezistenţei, inductivităţii şi t.e.m. corespunzătoare sarcinii redresorului;

U_s — valoarea instantanee a tensiunii pe sarcină;

i_s — valoarea instantanee a curentului de sarcină;

i_{f1} — valoarea instantanee a curentului prin bobina de filtrare L_{f1};

i_{f2} — valoarea instantanee a curentului prin bobina de filtrare L_{f2}.

Ecuaţiile diferenţiale ale circuitului cu tiristoare din figura 1, în ipoteza că toate tiristoarele sînt în conducţie, reduse la curenţii care străbat tiristoarele, sînt:

$$\begin{bmatrix} L+L_{f1}+L_{s1} & L+L_{f1} & L+L_{f1} & -(L+L_{s1}) & -L & -L \\ L+L_{f1} & L+L_{f1}+L_{s1} & L+L_{f1} & -L & -(L+L_{s3}) & -L \\ L+L_{f1} & L+L_{f1} & L+L_{f1}+L_{s3} & -L & -L & -(L+L_{f2}) \\ L+L_{s1} & L & L & -(L+L_{f2}+L_{s1}) & -(L+L_{f2}) & -(L+L_{f2}) \\ L & L+L_{s2} & L & -(L+L_{f2}) & -(L+L_{f2}+L_{s2}) & -(L+L_{f2}) \\ L & L & L+L_{s3} & -(L+L_{f2}) & -(L+L_{f2}) & -(L+L_{f2}+L_{s3}) \end{bmatrix} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} \mathrm{d}i_1/\mathrm{d}t \\ \mathrm{d}i_2/\mathrm{d}t \\ \mathrm{d}i_3/\mathrm{d}t \\ \mathrm{d}i_4/\mathrm{d}t \\ \mathrm{d}i_5/\mathrm{d}t \\ \mathrm{d}i_6/\mathrm{d}t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{t1} \\ U_{t2} \\ U_{t3} \\ U_{t4} \\ U_{t5} \\ U_{t6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1-E-R_{s1}(i_1-i_4)-R_{f1}(i_1+i_2+i_3)-R(i_1+i_2+i_3-i_4-i_5-i_6) \\ U_2-E-R_{s2}(i_2-i_5)-R_{f1}(i_1+i_2+i_3)-R(i_1+i_2+i_3-i_4-i_5-i_6) \\ U_3-E-R_{s3}(i_3-i_6)-R_{f1}(i_1+i_2+i_3)-R(i_1+i_2+i_3+i_4-i_5-i_6) \\ U_1-E-R_{s1}(i_1-i_4)+R_{f2}(i_4+i_5+i_6)-R(i_1+i_2+i_3-i_4-i_5-i_6) \\ U_2-E-R_{s2}(i_2-i_5)+R_{f2}(i_4+i_5+i_6)-R(i_1+i_2+i_3-i_4-i_5-i_6) \\ U_3-E-R_{s3}(i_3-i_6)+R_{f2}(i_4+i_5+i_6)-R(i_1+i_2+i_3-i_4-i_5-i_6) \end{bmatrix}. \quad (1)$$

* *Zamfirescu, C.* este inginer la Institutul politehnic-Bucureşti.

INSTITUTUL DE CERCETARI PENTRU COMPONENTE ELECTRONICE

STR. EROU IANCU NICOLAE 32 B COD 72996 SECTOR 2 BUCURESTI TELEFON 333040 TELEX 11203 iprs r

componente optoelectronice

1978 - 1979

DIODE ELECTROLUMINI SCENTE (LED) cu GaAsP

Fiabile, rezistente la vibrații, timp de răspuns mic.
APLICAȚII: indicatoare de panou, surse de lumină modulată.

Tip	Intensitate luminoasă	Curent nominal	Culoare	Timp de răspuns	Capsulă
ROL 02	0,6 mcd	20 mA	roșu	15 ns	6
ROL 05	0,8	20	orange	15	6
ROL 07	0,8	20	galben	15	6

FOTODIODE cu siliciu

Timp de răspuns mic.
APLICAȚII: circuite de comandă, control și automatizări.

Tip	Sensibilitate	Tensiune inversă	Curent de întuneric	Timp de răspuns	Capsulă
ROL 21	30 μA/klx	75 V	20 nA	1 μs	7
ROL 021	30	50	20	1	6
ROL 22	7	70	20	1	8

CELULE SOLARE cu siliciu

Convertesc energia luminii în energie electrică.
APLICAȚII: sursă de energie; traductor cu arie mare.

Tip	Suprafață	Fotocurent la 80 mW/cm²	Foto-tensiune	Randament	Capsulă
ROL 41	3,6 cm²	90 mA	0,5 V	12 %	2
ROL 45	9 x 3,6	90	4,5	12 %	1

FOTOTRANZISTOARE cu siliciu

Detectoare de lumină cu sensibilitate mare.
APLICAȚII: circuite de reglare control și automatizare.

Tip	Sensibilitate	Tensiune maximă	Timp de răspuns	Capsulă	Observații
ROL 31	10 mA/klx	30 V	8 μs	7	
ROL 031	12	30	8	6	
ROL 32	0,5	30	8	8	
ROL 33	8	30	4	7	cu bază

CELULE FOTOVOLTAICE cu siliciu

Generează tensiune sub acțiunea luminii.
Fotocurentul variază liniar cu iluminarea.
APLICAȚII: circuite de automatizări și măsură a luminii.

Tip	Sensibilitate	Foto-tensiune	Timp de răspuns	Suprafață	Capsulă
ROL 11	80 μA/klx	400 mV	10 μs	13 mm²	9
ROL 011	100	400	10	13	10

AFIȘOARE NUMERICE CU 7 SEGMENTE

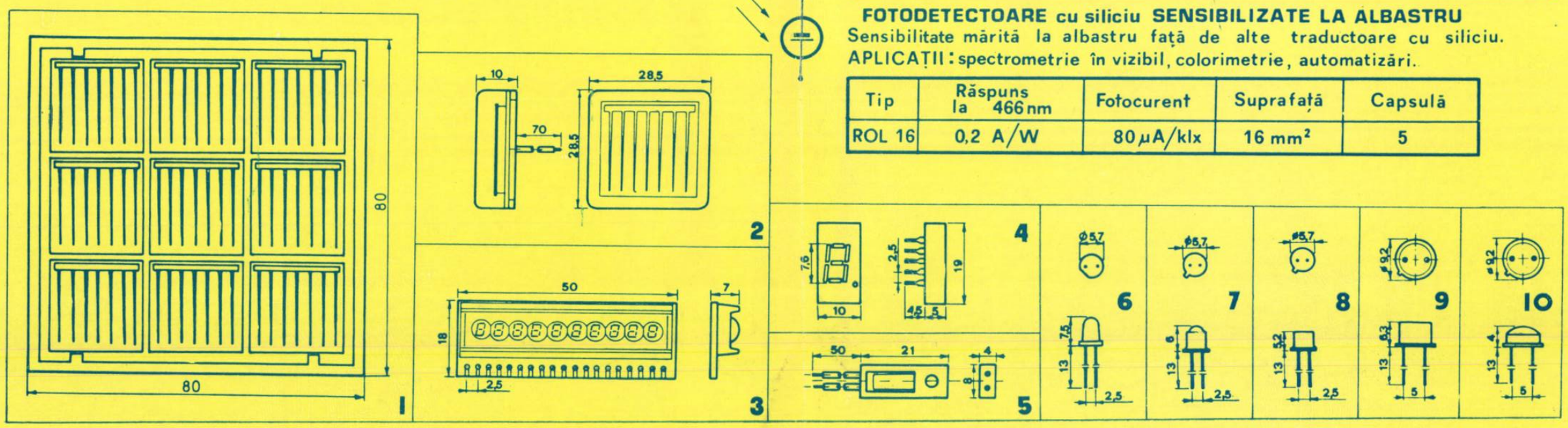
Realizate cu LED-uri cu emisie în roșu.
APLICAȚII: aparatură numerică și calculatoare.

Tip	Număr de cifre	Înălțimea	Curent pe segment	Capsulă	Observații
ROL 77	1	7,6 mm	20 mA	4	
ROL 81	9	2,8	1	3	cu lentile

FOTODETECTOARE cu siliciu SENSIBILIZATE LA ALBASTRU

Sensibilitate mărită la albastru față de alte traductoare cu siliciu.
APLICAȚII: spectrometrie în vizibil, colorimetrie, automatizări.

Tip	Răspuns la 466 nm	Fotocurent	Suprafață	Capsulă
ROL 16	0,2 A/W	80 μA/klx	16 mm²	5



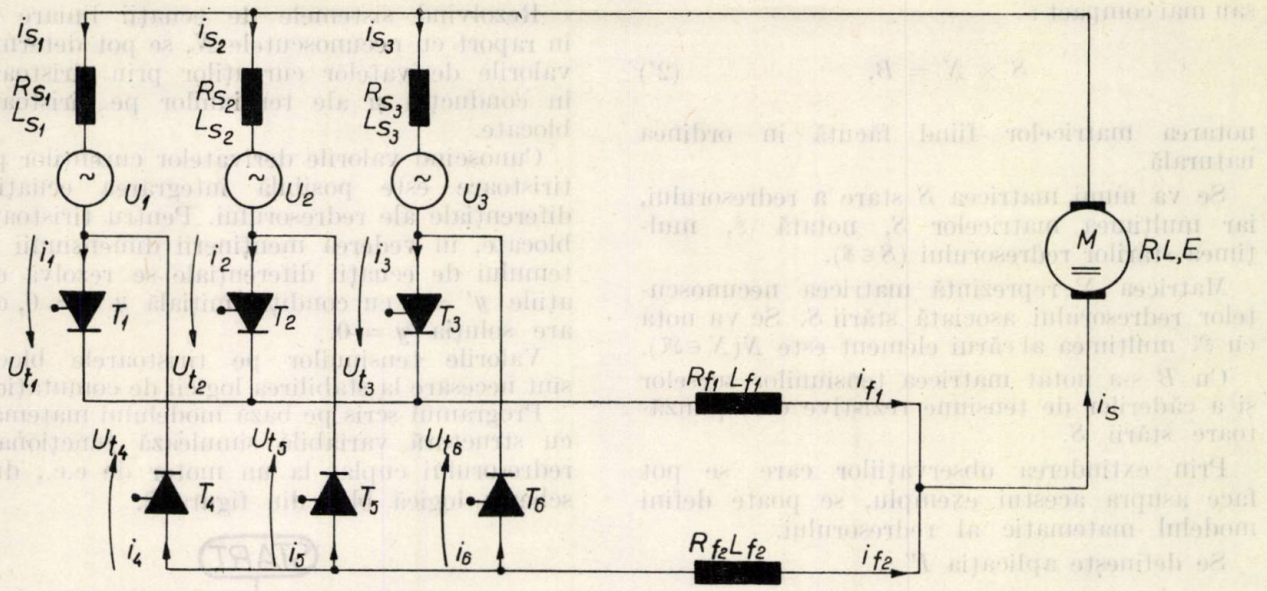


Fig. 1. Schema electrică a redresorului dublă stea antiparalel.

Se notează și se numesc, în ordine, matricele de mai sus astfel :

L — matricea generală a inductivităților circuitului ;

I — matricea derivatelor curenților prin tiristoare ;

UT — matricea tensiunilor pe tiristoare ;

U — matricea tensiunilor surselor și căderilor de tensiune rezistive.

Se poate scrie :

$$L \times I + UT = U. \qquad (1')$$

Deoarece nu toate tiristoarele conduc simultan sistemul de ecuații diferențiale (1) — (1') nu poate reprezenta modelul matematic al redresorului cu tiristoare.

În circuitul descris mai sus tiristoarele funcționează în regim de comutație naturală. Fiecare tiristor T_j ($j = 1, \ldots, 6$) se comportă ca un întrerupător care închide și deschide o ramură de circuit după o logică de comutație C dată ; condițiile de conducție a tiristorului j sînt :

a) ($U_{tj} > 0$ și $U_{cj} \geqslant U_{cmin}$ (U_{cj} este tensiunea de comandă pe grila tiristorului T_j, U_{cmin} — valoarea minimă a lui U_{cj}, pentru care tiristorul se aprinde), adică tensiunea anod-catod să fie pozitivă și să existe impuls de comandă pe grilă ;

b) $i_j > i_h$, deci, curentul prin tiristor este mai mare decît curentul de menținere (i_h).

Relațiile (a) reprezintă condițiile de aprindere a tiristorului care se stinge cînd $i_j < i_h$ (condiția b) ;

c) $U_{tj} > U_{tmax}$, adică tensiunea pozitivă anod-catod să depășească o valoare maximă U_{tmax} ; această comandă de aprindere nu se utilizează în practică.

Se stabilește apoi o ipoteză simplificatoare : căderea de tensiune pe un tiristor aflat în conducție este nulă (în realitate este mică și dependentă de curentul prin tiristor).

Pentru stabilirea modelului matematic al redresorului se analizează una dintre stările posibile de funcționare a circuitului, de exemplu cazul în care se găsesc în conducție tiristoarele T_1 și T_6. În acest caz, ecuațiile circuitului pot fi scrise sub forma :

$$\begin{bmatrix} L+L_{f1}+L_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 & -L \\ L+L_{f1} & 1 & 0 & 0 & 0 & -L \\ L+L_{f1} & 0 & 1 & 0 & 0 & -(L+L_{s3}) \\ L+L_{s1} & 0 & 0 & 1 & 0 & -(L+L_{f2}) \\ L & 0 & 0 & 0 & 1 & -(L+L_{f2}) \\ L & 0 & 0 & 0 & 0 & -(L+L_{f2}+L_{s3}) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \mathrm{d}i_1/\mathrm{d}t \\ U_{t2} \\ U_{t3} \\ U_{t4} \\ U_{t5} \\ \mathrm{d}i_6/\mathrm{d}t \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} U_1-E & -R_{s1}i_1 & -R_{f1}i_1 & -R(i_1-i_6) \\ U_2-E & & -R_{f1}i_1 & -R(i_1-i_6) \\ U_3-E & -R_{s3}i_6 & -R_{f1}i_1 & -R(i_1-i_6) \\ U_1-E & -R_{s1}i_1 & +R_{f2}i_6 & -R(i_1-i_6) \\ U_2-E & & +R_{f2}i_6 & -R(i_1-i_6) \\ U_3-E & +R_{s3}i_6 & +R_{f2}i_6 & -R(i_1-i_6) \end{bmatrix}, \qquad (2)$$

sau mai compact :

$$S \times N = B, \tag{2'}$$

notarea matricelor fiind făcută în ordinea naturală.

Se va numi matricea S stare a redresorului, iar mulțimea matricelor S, notată $\mathbb{S}$, mulțimea stărilor redresorului ($S \in \mathbb{S}$).

Matricea N reprezintă matricea necunoscutelor redresorului asociată stării S. Se va nota cu $\mathfrak{N}$ mulțimea al cărui element este $N (N \in \mathfrak{N})$.

Cu B s-a notat matricea tensiunilor surselor și a căderilor de tensiune rezistive corespunzătoare stării S.

Prin extinderea observațiilor care se pot face asupra acestui exemplu, se poate defini modelul matematic al redresorului.

Se definește aplicația F' :

$$F'(L) = \mathbb{S}, \tag{3}$$

în felul următor :

— în matricea L se păstrează coloanele tiristoarelor aflate în conducție, restul elementelor se egalează cu 0, cu excepția elementelor diagonale care se egalează cu 1 ; starea de conducție sau blocare a fiecărui tiristor se stabilește în concordanță cu cele arătate mai sus.

Se poate defini și o a doua aplicație :

$$F''(UT, I) = \mathfrak{N}, \tag{4}$$

astfel :

— o matrice $N \in \mathfrak{N}$ are pe linia $j (j = 1, \ldots, 6)$ elementul j al matricei UT, dacă tiristorul T_j nu conduce, sau elementul j al matricei I, dacă tiristorul conduce.

În fine, fie o a treia aplicație F''' ;

$$F'''(U) = \mathfrak{B}, \tag{5}$$

definită prin :

— un element $B \in \mathfrak{B}$ se construiește egalînd în U cu 0 curenții prin tiristoarele blocate.

Pe baza celor arătate mai sus, se numește redresor comandat cu tiristoare schema dublă stea antiparalel, mulțimea ecuațiilor :

$$F'(L) \times F''(UT, I) = F''' (U), \tag{6}$$

generate de logica de comutație C.

2. Regimul dinamic al mutatorului funcționînd pe sarcină tip motor de curent continuu

Modelul matematic descris mai sus a fost utilizat în simularea numerică a funcționării mutatorului.

Rezolvînd sistemele de ecuații liniare (6), în raport cu necunoscutele N, se pot determina valorile derivatelor curenților prin tiristoarele în conducție și ale tensiunilor pe tiristoarele blocate.

Cunoscînd valorile derivatelor curenților prin tiristoare este posibilă integrarea ecuațiilor diferențiale ale redresorului. Pentru tiristoarele blocate, în vederea menținerii dimensiunii sistemului de ecuații diferențiale se rezolvă ecuațiile $y' = 0$ cu condiția inițială $y_{t=0} = 0$, care are soluția $y = 0$.

Valorile tensiunilor pe tiristoarele blocate sînt necesare la stabilirea logicii de comutație C.

Programul scris pe baza modelului matematic cu structură variabilă simulează funcționarea redresorului cuplat la un motor de c.c., după schema logică bloc din figura 2.

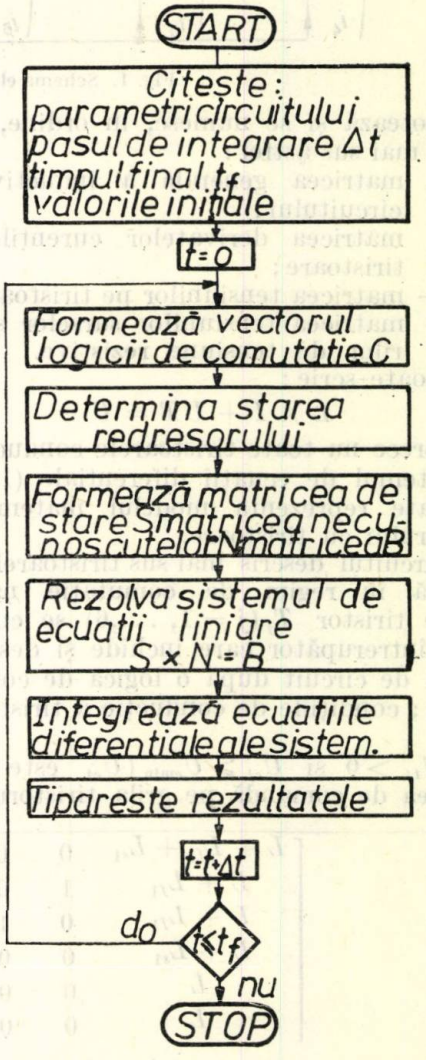


Fig. 2. Schema logică bloc.

Se atașează ecuațiilor diferențiale ale redresorului ecuația de echilibru electromecanic :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_m i_s - M_s, \tag{7}$$

unde :

Ω reprezintă viteza unghiulară a motorului ;
J — momentul de inerţie a rotorului ;
C_m — constanta cuplului ;
M_s — cuplul de sarcină.

Cu aceste notaţii t.e.m. E are expresia :

$$E = C_e \Omega, \tag{8}$$

unde C_e este constanta t.e.m.

Metoda de integrare utilizată este Runge-Kutta de ordinul patru.

În figura 3 sînt reprezentate curbele de variaţie a curenţilor i_{f1} şi i_{f2} şi curentul de sarcină i_s pentru o comandă de turaţie zero. Cu linie întreruptă s-au reprezentat valorile experimentale.

În figura 4 este reprezentată variaţia în timp a turaţiei şi a curentului de sarcină, pentru

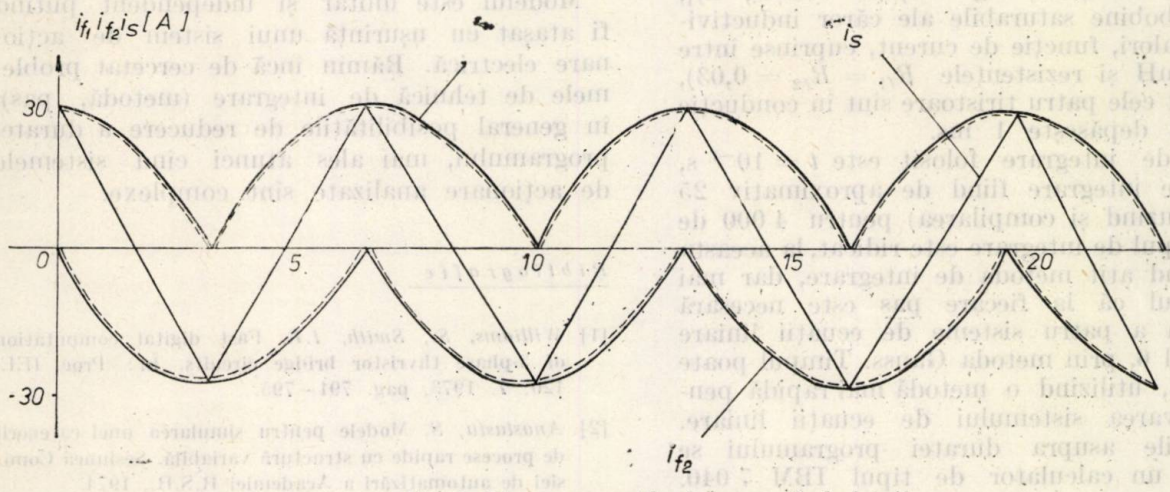


Fig. 3. Digrama curenţilor la comandă de turaţie zero.

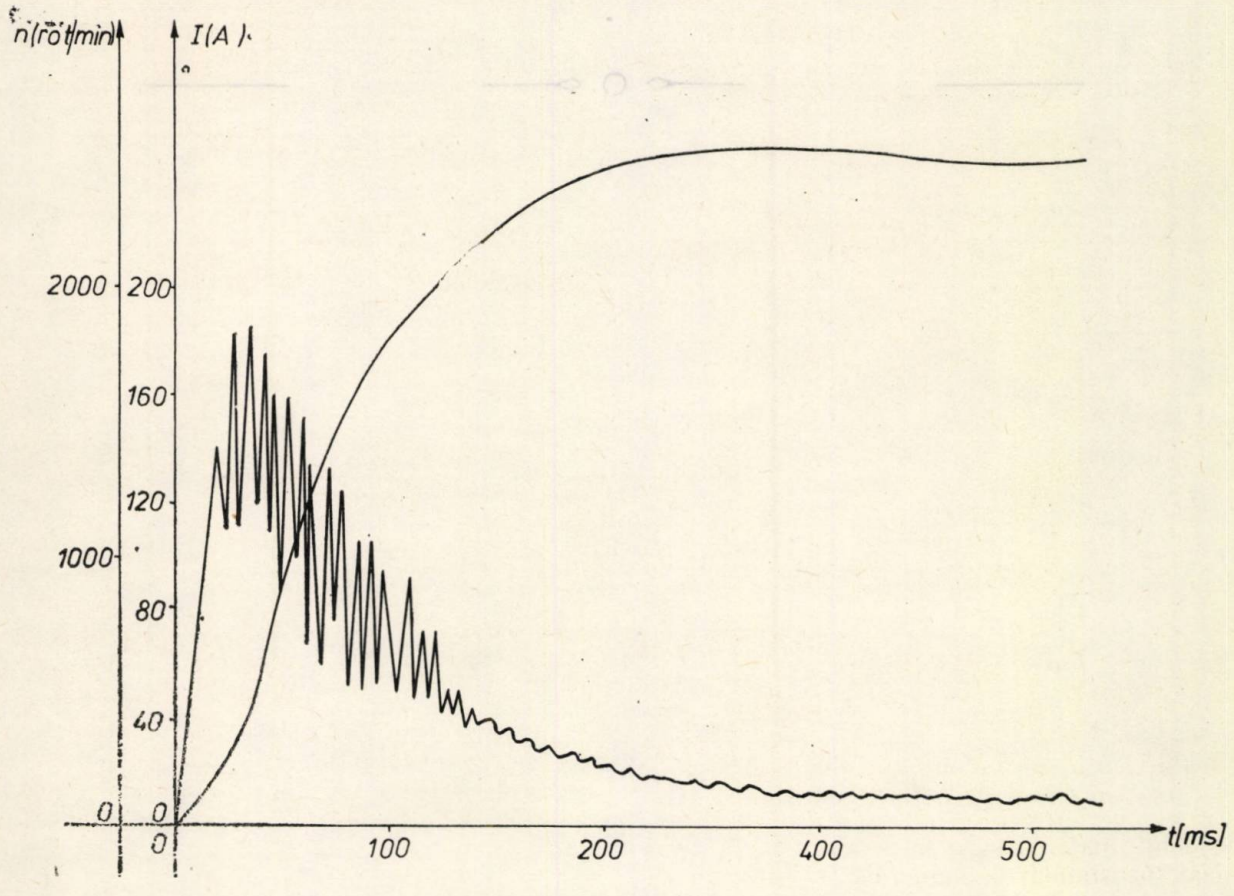


Fig. 4. Variaţia în timp a turaţiei şi curentului de sarcină pentru un unghi de comandă de 60° el.

un unghi de comandă treaptă $\alpha = 60°$ el. Această comandă este interesantă deoarece reprezintă singura situație în care se pot găsi simultan în conducție patru tiristoare. Calculele prin simulare au arătat că acest lucru se întîmplă la sfîrșitul regimului tranzitoriu electromecanic. Pentru valorile elementelor circuitului simulat ($U_{1ef} = U_{2ef} = U_{3ef} = 220$V, $R_{s1} = R_{s2} = R_{s3} = 0{,}0732$, $L_{s1} = L_{s2} = L_{s3} = 2{,}34$ mA, $R = 0{,}277$, $L = 1$ mH, $C_e = 0{,}487$ V s/rad, $C_m = 0{,}487$ Nm/A, L_{f1}, L_{f2} sînt bobine saturabile ale căror inductivități au valori, funcție de curent, cuprinse între 0 și 30 mH și rezistențele $R_{f1} = R_{f2} = 0{,}03$), timpul cît cele patru tiristoare sînt în conducție simultană depășește 1 ms.

Pasul de integrare folosit este $t = 10^{-4}$ s, timpul de integrare fiind de aproximativ 25 min (incluzînd și compilarea) pentru 4 000 de pași. Timpul de integrare este ridicat, la aceasta contribuind atît metoda de integrare, dar mai ales faptul că la fiecare pas este necesară rezolvarea a patru sisteme de ecuații liniare de ordinul 6, prin metoda Gauss. Timpul poate fi scurtat, utilizînd o metodă mai rapidă pentru rezolvarea sistemului de ecuații liniare. Informațiile asupra duratei programului se referă la un calculator de tipul IBM 7 040.

3. Concluzii

Modelul matematic descris mai sus, confirmat și de rezultatele experimentale, poate fi deosebit de folositor în analiza funcționării normale și anormale a mutatoarelor comandate cu tiristoare. Extinderea lui și la alte tipuri de redresoare este simplă, putîndu-se da ușor o generalizare.

Modelul este unitar și independent putînd fi atașat cu ușurință unui sistem de acționare electrică. Rămîn încă de cercetat problemele de tehnică de integrare (metodă, pas), în general posibilitățile de reducere a duratei programului, mai ales atunci cînd sistemele de acționare analizate sînt complexe.

Bibliografie

[1] *Williams, S., Smith, I.R.* Fast digital computation of 3-phase thyristor bridge circuits. În: Proc. IEE, 120, 7, 1973, pag. 791–795.

[2] *Anastasiu, S.* Modele pentru simularea unei categorii de procese rapide cu structură variabilă. Sesiunea Comisiei de automatizări a Academiei R.S.R., 1974.

NOTĂ

Conductometru 0 ... 150 mS

Se prezintă, în cele ce urmează, un conductometru cu domeniul de măsură 0...150 mS, divizat în șase game, 0—1, 5μS—15μ S—150μS—1,5 mS—15 mS— 15 mS, prevăzut cu instrument indicator și ieșire de 10mV pentru inscriptor. Conductometrul a fost construit și se utilizează pentru determinări curente la Institutul de chimie macromoleculară „Petre Poni" — Iași.

Principiul de măsură și schema electronică

Schema-bloc a conductometrului este dată în figura 1. După cum se observă, principiul de măsură constă în alimentarea celulei conductometrului la tensiune constantă și determinarea curentului care trece prin celulă. Datorită avantajelor

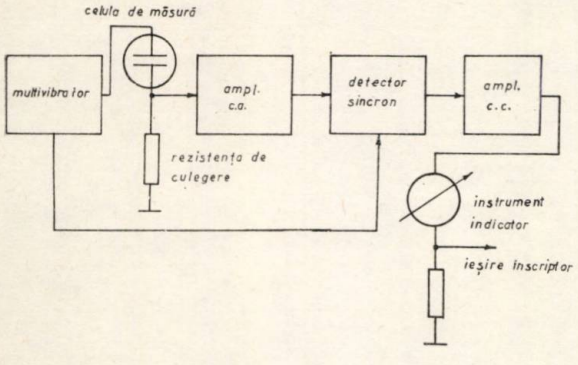


Fig. 1. Schema-bloc a conductometrului.

amplificării în c.a. față de amplificarea în c.c., tensiunea aplicată pe celulă este pulsatorie și este obținută de la un multivibrator alimentat cu tensiune stabilizată. Cuplajul multivibrator-celulă este direct, fără condensator, iar tensiunea aplicată este de 0,1 V, deci suficient de mică pentru a se evita erorile de măsură introduse eventual de polarizarea electrolitică [1].

Măsurarea curentului care trece prin celulă se face cu ajutorul unei rezistențe de culegere, R_{semnal}, a cărei valoare este comutabilă în funcție de gama de măsură.

Amplificatorul de c.a. trebuie să asigure la ieșire nivelul necesar pentru atacul detectorului sincron.

Schema electronică a demodulatorului și a circuitului de adaptare dintre demodulator și instrumentul indicator este dată în figura 2. Se observă că detecția este de tipul paralel-monoalternanță. Schema de principiu a detectorului sincron este dată în figura 3 și a fost utilizată pentru optimizarea transferului după cum urmează. Se știe că factorul de transfer al unui demodulator de acest tip, pentru timpi egali de deschidere și blocare a tranzistorului T (adică $m = 0{,}5$) are următoarea expresie [2]:

$$R_{DV} = \frac{V_L}{V_{VV}} = \frac{1 - m}{1 + \frac{R_e}{R_f} + \frac{R_f}{R_L} + \frac{R_e}{m_{RL}}} \quad \text{și} \quad m = 0{,}5.$$

Se observă direct că transferul este maxim cînd R_e 0 și R_L. Optimul transferului în raport cu R_f se găsește matematic a fi pentru $R_f = \sqrt{R_e \cdot R_L}$. Avînd în vedere aceste trei

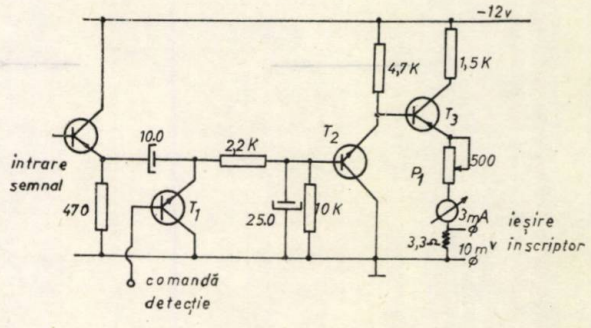


Fig. 2. Schema electronică a demondulatorului sincron și a amplificatorului de curent continuu cu instrumentul indicator.

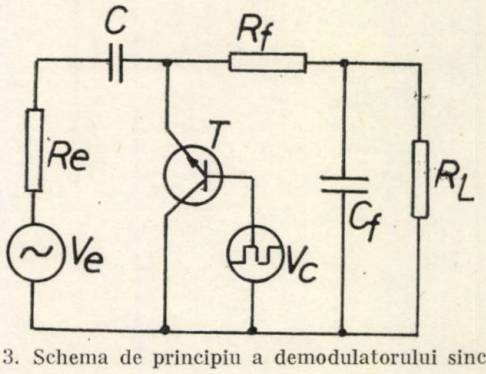


Fig. 3. Schema de principiu a demodulatorului sincron.

condiții pentru optimizarea transferului, s-au ales următoarele valori: $R_e = 470$ ohmi; $R_L = 10$ Kohmi și $R_f = 2{,}2$ Kohmi.

Adaptarea demodulatorului cu instrumentul indicator, care este un aparat de măsură cu consum mare (3 mA) și rezistență mică (250 ohmi) s-a realizat cu ajutorul amplificatorului de c.c. format din tranzistorii T_2 și T_3 și reprezentat în figura 2. Eliminarea decalajului tensiunii de ieșire,

datorat tensiunii bază-emitor a tranzistorului T_2, s-a realizat cuplînd în cascadă un tranzistor *npn* T_2 și unul *pnp* T_3, astfel că tensiunea bază-emitor a primului tranzistor este compensată de tensiunea bază-emitor a tranzistorului următor, pe rezistența de ieșire aplicîndu-se numai tensiunea utilă, rezultată la ieșirea demodulatorului sincron.

Ieșirea de 10 mV pentru inscriptor se culege de pe o rezistență de 3,33 ohmi care, fiind legată în serie cu instrumentul indicator, asigură concordanță perfectă între indicațiile instrumentului și deflexiile inscriptorului.

Scala instrumentului de măsură este unică pentru toate gamele, deoarece șuntarea rezistenței de culegere R_{semnal} (fig.1) este neglijabilă, chiar la valorile cele mai mari, datorită impedanței mari de intrare a repetorului pe emitor, primul etaj al amplificatorului de c.a. Aceasta a permis ca etalonarea aparatului să se facă cu ajutorul unei cutii de rezistențe.

Eroarea datorată capacității celulei și cablului de legătură este neglijabilă la frecvența de lucru, care este de 160 Hz.

Fidelitatea și precizia sînt asigurate prin detecția sincronă dintre semnalul aplicat și cel cules. În scopul verificării reproductibilității și pentru calibrare, este prevăzută posibilitatea măsurării unei conductanțe cunoscute prin comutarea intrării amplificatorului de c.a. pe un divizor rezistiv de tensiune de precizie. Eventualele abateri de la calibrare, datorate, de exemplu, unor variații în amplificare și alimentare, pot fi corectate cu ajutorul potențiometrului P_1 din circuitul instrumentului indicator.

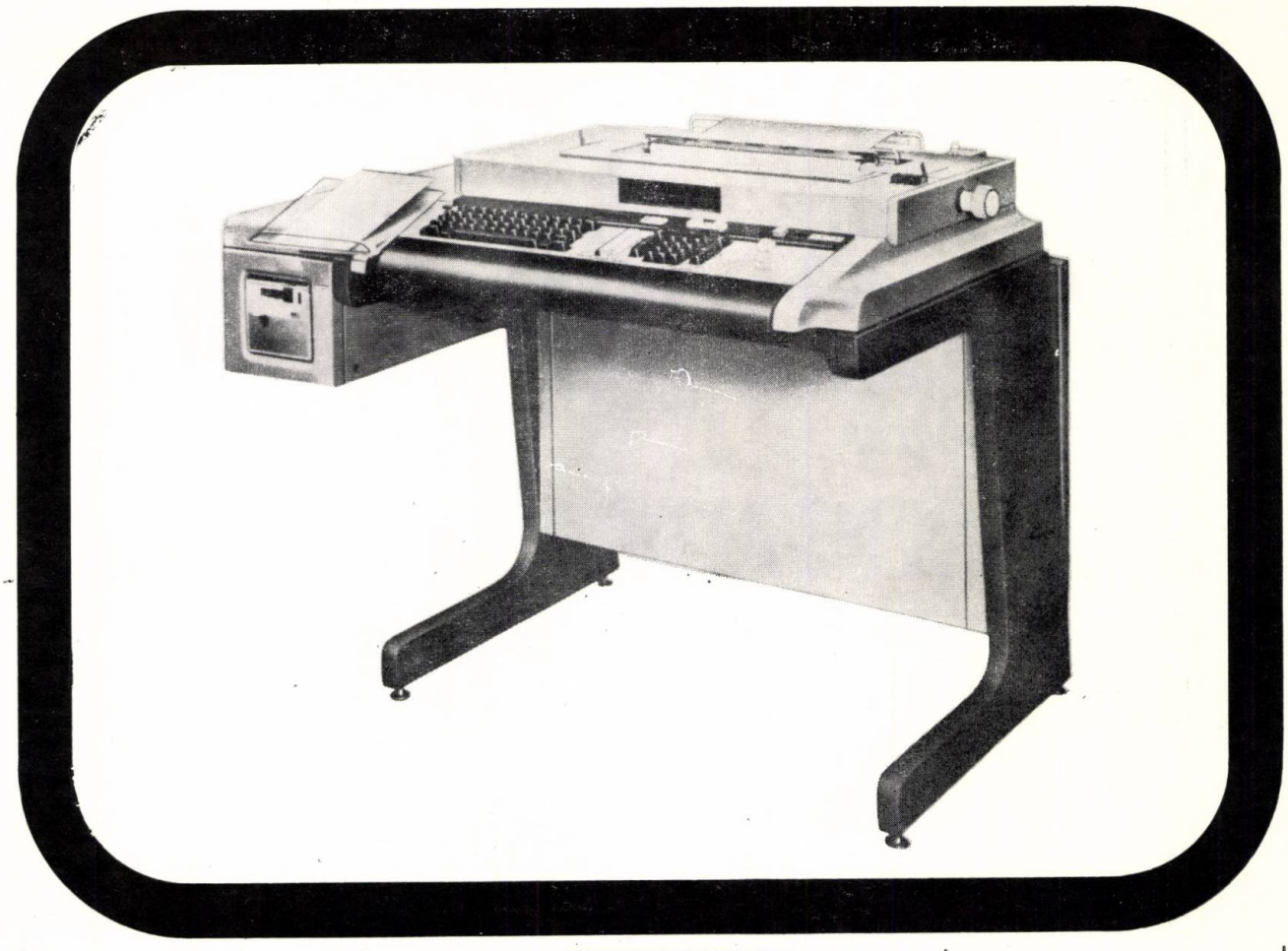
Sensibilitatea aparatului poate fi crescută simplu utilizînd valori noi, corespunzătoare, pentru R_{semnal}. De menționat că, executarea în acest fel de noi game nu comportă modificări în electronica aparatului.

Bibliografie

[1] *Pauling, L.* Chimie generală. București, Editura științifică, 1972.

[2] *Vătășescu, A., Sinnreich, H., Gavăt, St., Stere, R.* și *Piringer, R.* Circuite cu semiconductoare în industrie. Amplificatoare și oscilatoare. București, Editura tehnică 1971.

R. Rabinovici, V. Bărboiu
Inst. de chimie macromoleculară — Iași



daro

1370/72

Prelucrarea de date este adaptată cerințelor actuale ale fluxului informațional

Acestor cerințe le răspund noile noastre aparate electronice de prelucrare a datelor cu posibilități de a fi programate: **daro 1 370,** pentru date numerice și **daro 1 372,** pentru date alfanumerice.

Ambele variante sînt concepute cu terminale în casetă, cu bandă magnetică sau cu bandă perforată. Ele reprezintă o nouă generație de aparate care completează modernele instalații de prelucrare a datelor și care asigură utilizatorului mari efecte de raționalizare, prin intermediul programelor.

Dacă doriți să aveți un acces rapid la informații în condițiile unei economicități ridicate, alegeți **daro 1 370** și **daro 1 372,** aparate cu aplicabilitate în toate domeniile economice.

Solicitați informații amănunțite.

Cele mai importante caracteristici ale aparatelor daro 1 370/1 372:

mînuire ușoară și simplă;
programare rapidă și ușoară;
comanda prin microprograme;
memorie cu semiconductoare cu capacitate variabilă;
deplină siguranță în funcționare, multiple funcții de control;
imprimantă - mozaic, de mare capacitate, pentru tehnica listării;
întreținere minimă, datorită fiabilității ridicate;
remediere simplă prin service, datorită construcției modulare.

Robotron Export-Import
Intreprindere de comerț exterior
Republica Democrată Germană
R.D.G. – 108 Berlin
Friedrichstrasse nr. 61

Ambasada R.D.G. în R.S.R.
Secția Comercială
Calea Dorobanților 14,
București

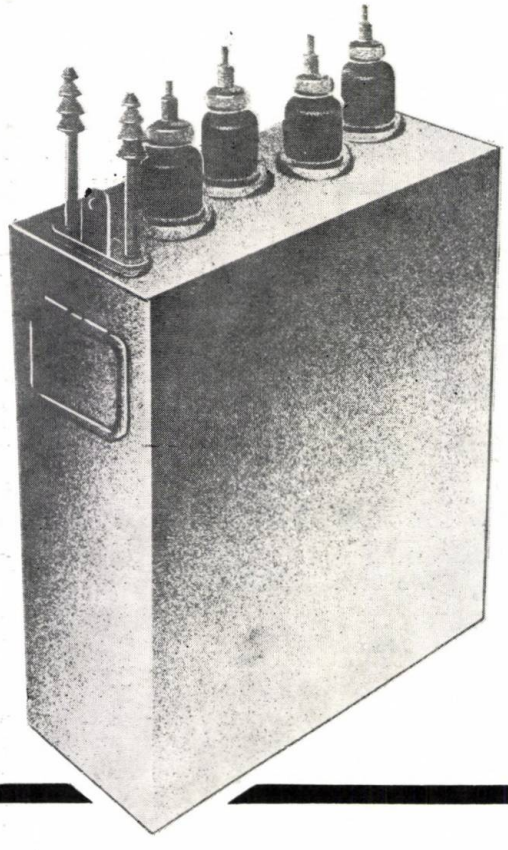
robotron

Pentru creșterea factorilor de putere în instalațiile electrotermice

funcționînd de la 0,5—10 kHz vă oferim:

CONDENSATOARELE

de serie ESV și ESVP



Condensatoarele ESV sînt introduse în partea fixă (nereglabilă) a circuitului capacitiv al instalațiilor electrotermice.
Condensatoarele ESVP sînt montate în partea reglabilă a circuitului pentru reglarea fină a rezonanței acestuia.

Conceperea condensatoarelor permite utilizarea lor pentru o tensiune unică, capacitatea fiind racordată total sau parțial.

Tangenta unghiului de pierderi al condensatoarelor ESV și ESVP, la 50 Hz și +20°C, nu depășește 0,0038.

ENERGOMACHEXPORT

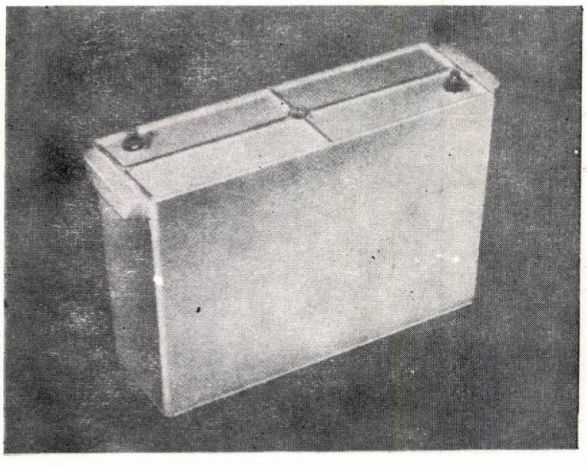
U.R.S.S., 117330 Moscova, Mosfilmovskaya, 35, telefon: 147—21—77, telex 7565

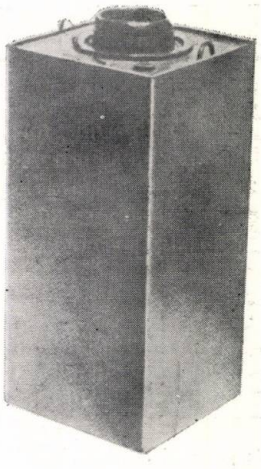
PUBLICOM

Dacă doriți să obțineți curenți și tensiuni de înaltă valoare puteți alege

CONDENSATOARELE NOASTRE DE IMPULSIONARE

pentru tensiuni de 10, 25, 40, 50 și 100 kV.

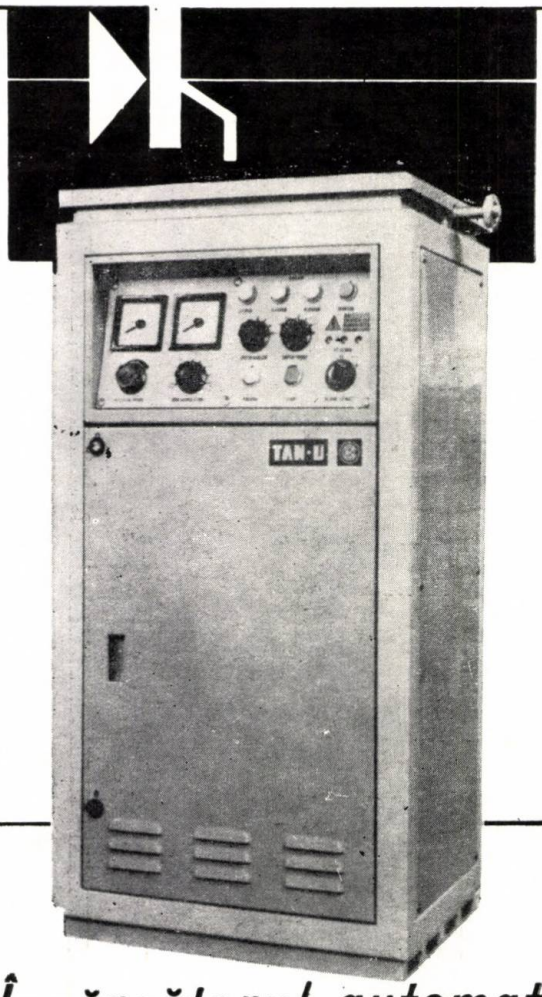




Tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz nu depășește 0,01.

ENERGOMACHEXPORT

U.R.S.S. 117330 Moscova, Mosfilmovskaya, 35, telefon : 147—21—77, telex : 7565



Încărcătorul automat cu tiristoare

TAN-U

este folosit pentru încărcarea bateriilor de stocaj cu plumb cu tensiuni de ieşire de 12,24, 40,80 V şi pentru încărcarea acumulatorilor alcalini cu tensiuni de ieşire de 42,60,78 V, care pot fi conectaţi atît în paralel, cît şi în serie. Încărcătorul permite întocmirea unor programe variate de încărcare, iar încărcarea şi descărcarea rapidă după atingerea tensiunii totale a bateriilor sînt complet automatizate. Încărcătorul satisface cele mai pretenţioase cerinţe asupra fiabilităţii şi siguranţei în funcţionare.

Producător: ČKD PRAHA

Exportator:

pragoinvest

Întreprinderea de comerţ exterior

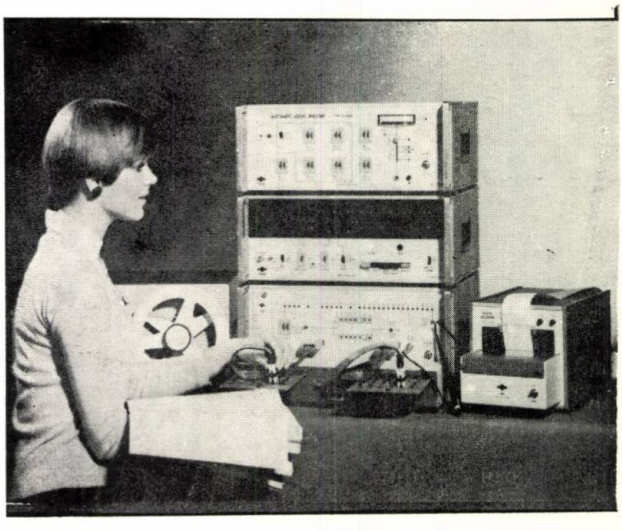
18056 — Praga — CEHOSLOVACIA

PUBLICOM

UZINA DE APARATE ELECTRONICE DE MĂSURA

INSTRUMENTE
ELECTRONICE DE MĂSURĂ

generatoare de funcţiune
generatoare de impulsuri
generatoare de semnale
voltmetre numerice
frecvenţmetre numerice
osciloscoape
aparate de măsură cu circuite integrate
înregistratoare de semnale
sisteme de măsură
ANALIZOARE MULTICĂI
CALCULATOARE ELECTRONICE
ELECTRONICĂ AGRICOLĂ
ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ



Fabricate de:

ELEKTRONIKUS MÉRÖKÉSZÜLÉKEK GYÁRA

UZINA
DE APARATE
ELECTRONICE
DE MĂSURĂ

EMG

H-1163 Budapesta, str. Cziráky 26-32.

Exportat de:

METRIMPEX

H-1391 Budapesta, Căsuţa poştală 202.

PUBLICOM

1979 JAN

E 2040

BIBLIOTECA CENTRALĂ

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 26 • Nr. 8 • NOIEMBRIE 1978

1978 DEC 16

INSTITUTUL DE CERCETARI PENTRU COMPONENTE ELECTRONICE

STR. EROU IANCU NICOLAE 32 B COD 72996 SECTOR 2 BUCURESTI TELEFON 333040 TELEX 11203 iprs r

componente optoelectronice

1978 - 1979

DIODE ELECTROLUMINI SCENTE (LED) cu GaAsP

Fiabile, rezistente la vibrații, timp de răspuns mic.

APLICAȚII: indicatoare de panou, surse de lumină modulată.

Tip	Intensitate luminoasă	Curent nominal	Culoare	Timp de răspuns	Capsulă
ROL 02	0,6 mcd	20 mA	roșu	15 ns	6
ROL 05	0,8	20	orange	15	6
ROL 07	0,8	20	galben	15	6

FOTODIODE cu siliciu

Timp de răspuns mic.

APLICAȚII: circuite de comandă, control și automatizări.

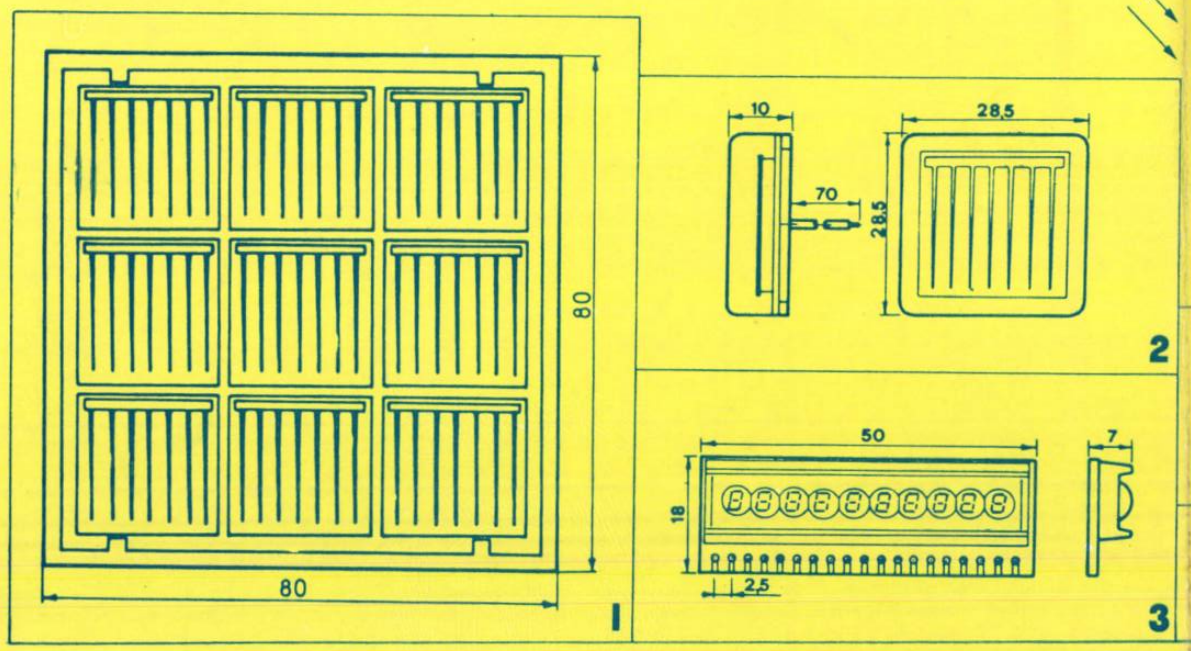
Tip	Sensibilitate	Tensiune inversă	Curent de întuneric	Timp de răspuns	Capsulă
ROL 21	30 μA/klx	75 V	20 nA	1 μs	7
ROL 021	30	50	20	1	6
ROL 22	7	70	20	1	8

CELULE SOLARE cu siliciu

Convertesc energia luminii în energie electrică.

APLICAȚII: sursă de energie; traductor cu arie mare.

Tip	Suprafață	Fotocurent la 80 mW/cm²	Foto-tensiune	Randament	Capsulă
ROL 41	3,6 cm²	90 mA	0,5 V	12 %	2
ROL 45	9 x 3,6	90	4,5	12 %	1



FOTOTRANZISTOARE cu siliciu

Detectoare de lumină cu sensibilitate mare.

APLICAȚII: circuite de reglare control și automatizare.

Tip	Sensibilitate	Tensiune maximă	Timp de răspuns	Capsulă	Observații
ROL 31	10 mA/klx	30 V	8 μs	7	
ROL 031	12	30	8	6	
ROL 32	0,5	30	8	8	
ROL 33	8	30	4	7	cu bază

CELULE FOTOVOLTAICE cu siliciu

Generează tensiune sub acțiunea luminii.

Fotocurentul variază liniar cu iluminarea.

APLICAȚII: circuite de automatizări și măsură a luminii.

Tip	Sensibilitate	Foto-tensiune	Timp de răspuns	Suprafață	Capsulă
ROL 11	80 μA/klx	400 mV	10 μs	13 mm²	9
ROL 011	100	400	10	13	10

AFIȘOARE NUMERICE CU 7 SEGMENTE

Realizate cu LED-uri cu emisie în roșu.

APLICAȚII: aparatură numerică și calculatoare.

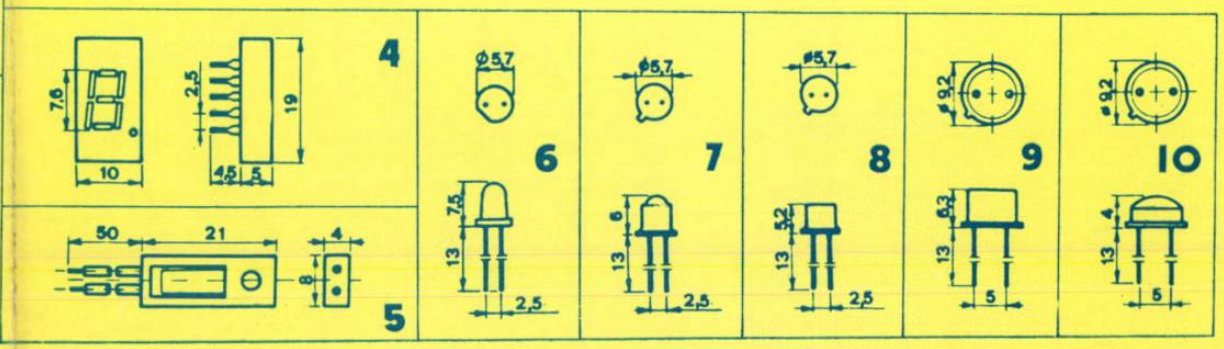
Tip	Număr de cifre	Înălțimea	Curent pe segment	Capsulă	Observații
ROL 77	1	7,6 mm	20 mA	4	
ROL 81	9	2,8	1	3	cu lentile

FOTODETECTOARE cu siliciu SENSIBILIZATE LA ALBASTRU

Sensibilitate mărită la albastru față de alte traductoare cu siliciu.

APLICAȚII: spectrometrie în vizibil, colorimetrie, automatizări.

Tip	Răspuns la 466 nm	Fotocurent	Suprafață	Capsulă
ROL 16	0,2 A/W	80 μA/klx	16 mm²	5



ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 26 Nr. 8 noiembrie 1978

ELECTROTEHNICA

CUPRINS

CZ 621.314.5

ENERGIE SOLARĂ
CONVERSIE FOTOVOLTAICĂ
TEHNOLOGII

Tănăsescu, Fl. T. : **Conversia energiei și „impactul" său asupra tehnicii.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, nov 1978, p. 277

Conversia energiei solare pentru a produce electricitate, utilizînd un ciclu termodinamic clasic sau prin conversia directă tip fotovoltaic constă în una din filierele care vor suscita un viu interes în viitor.

Se analizează „impactul" pe care-l vor produce aceste direcții asupra societății, noile tehnologii și materiale necesare, probleme constructive și economice, criteriile necesare pentru a face o opțiune.

Se insistă asupra mutațiilor ce vor apare în anumite domenii și previziunilor legate de implementarea noilor tehnologii.

CZ 620.90

EFECT FOTOVOLTAIC
CELULE SOLARE

Constantinescu, Cr. : **Celule solare semiconductoare.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, nov 1978, p. 285

În lucrare se prezintă mecanismul efectului fotovoltaic în joncțiuni $p-n$ și se face o comparație între diferite tipuri de celule solare. Se prezintă, de asemenea, unele rezultate experimentale asupra obținerii și a caracteristicilor celulelor solare din GaAs—AlGaAs.

CZ 621.363

MOTOR SOLAR
AGENȚI DE LUCRU
SCHEMA TERMICĂ

Grigoriu, M. ș.a. : **Studiu privind oportunitatea utilizării diferiților agenți de lucru în cazul instalațiilor termoenergetice solare cu turbine cu vapori de joasă și medie temperatură.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, nov 1978, p. 292

Lucrarea cuprinde rezultatele unui studiu comparativ privind utilizarea diferiților agenți de lucru (vapori de apă, hidrocarburi, freoni) într-o instalație termoenergetică solară cu turbină, considerînd mai multe variante ale schemei termice a instalației, în vederea determinării condițiilor care conduc la randamentul maxim corespunzător domeniului de temperaturi realizat în captatorul solar.

CZ 621.36 : 621.314.5

CONVERSIA ENERGIEI SOLARE
TERMOELECTRICITATE

Moraru, D., Faur, M. : **Posibilități de optimizare a generatoarelor termoelectrice solare.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, nov 1978, p. 301

Sînt prezentate performanțele unui model de generator termoelectric solar plan, realizat în ICPE. Se face o analiză a posibilităților de reducere a costului generatoarelor termoelectrice solare, prin optimizarea consumului de material termoelectric.

CZ 621.36

TERMOELECTRICITATE
REFRIGERARE TERMOELECTRICĂ
BATERII TERMOELECTRICE

Jaklovszky J., Aldica, Gh., Vallasek, S. : **Materiale termoelectrice și aplicațiile lor.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, nov 1978, p. 305

După un scurt istoric al termoelectricității și cîteva considerații teoretice se analizează tehnologia de obținere a materialelor termoelectrice pe bază de Bi_2Te_3 și a termoelementelor. Se descriu aplicațiile termoelectricității în frigotehnică, conversia energiei și realizările din țara noastră în acest domeniu.

CZ 537.32 : 523.72 : 533.9

CONVERSIA ENERGIEI
ENERGIE SOLARĂ
FIZICA PLASMEI

Musa, G., ș.a. : **Conversia directă a energiei solare în energie electrică cu ajutorul generatoarelor termoionice.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, nov 1978, p. 308

Se prezintă posibilitatea folosirii generatoarelor termoionice realizate la IFTAR pentru conversia directă a energiei solare în energie electrică și îmbunătățirea randamentului de transformare a sistemului.

CZ 621.314.5

HELIOTROP AUTONOM
ORIENTATOR CU BIMETAL
ORIENTATOR PNEUMATIC

Minți, H., Petrovici, Gh., : **Asupra unor soluții de heliotrop autonom.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, nov 1978, p. 311

Sînt prezentate două soluții de orientatoare solare autonome destinate convertoarelor de radiație fotovoltaice, unul cu bimetal, în montură ecuatorială, și altul pneumatic, plutitor.

CZ 621.372 : 620.9

CONVERSIA DIRECTĂ A
ENERGIEI
TEHNOLOGIE

Popescu, I. Cr. : **Perspective tehnologice pentru conversia directă a energiei solare.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, nov 1978, p. 316

În lucrare se descriu principalele tendințe tehnologice actuale pentru realizarea conversiei directe a energiei solare pe scară largă, în scopuri terestre.

CZ 620.91

ENERGIE SOLARĂ
CONVERSIE
CELULE FOTOGALVANICE

Vartires, I. ș.a. : **Aspecte privind funcționarea celulelor fotogalvanice.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, nov 1978, p. 321

Lucrarea prezintă principiile generale ale funcționării celulelor fotogalvanice, precum și unele din rezultatele cercetărilor proprii în acest domeniu.

CZ 621.36 : 621.362

TERMOELECTRICITATE
STRATURI SUBȚIRI
SEMICONDUCTOARE

Jeflea, Al., Moraru, D. : **Convertoare termoelectrice în strat subțire.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, nov 1978, p. 325

Este prezentată conversia energiei termice în energie electrică cu termocuple în strat subțire. Sînt date rezultatele obținute în depunerea de straturi subțiri termoelectrice din aliaje de bismut cu telur, ~~prin~~ evaporare în vid.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.314.5

СОЛНЕЧНАЯ ЭНЕРГИЯ
ТЕПЛОДИНАМИЧЕСКИЙ ЦИКЛ
ТЕХНОЛОГИЯ

Тэнэсеску, Фл. Т.: **Преобразование энергии и её «ударное» воздействие на технику.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 26.** № 8, ноябрь 1978 г., стр. 277

Преобразование солнечной энергии в целях получения электричества, используя для этого либо классический теплодинамический цикл, либо прямое преобразобание с применением вентильного фотоэффекта, является одним из направлений, возбуждающим явный интерес в перспективе. В данной работе анализируются «ударное» воздействие, которое будет оказано этими направлениями на общество, новые технологии и необходимые материалы, проблемы конструктивного и экономического характера, критерии выбора и принятия решений. Автор настаивает на таких аспектах как сдвиги, могущие возникнуть в различных областях и предусматриваемые последствия внедрения новых технологий.

УДК 620.90

ВЕНТИЛЬНЫЙ ФОТОЭФФЕКТ
СОЛНЕЧНЫЕ ФОТОЭЛЕМЕНТЫ

Константинеску, Кр.: **Полупроводниковые солнечные фотоэлементы.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 26,** № 8, ноябрь 1978 г., стр. 285

В данной работе представлен механизм вентильного фотоэффекта в переходах $p-n$ и проводится сравнение между различными типами солнечных фотоэлементов. Представлены также некоторые экспериментальные результаты по получению и свойствам солнечных фотоэлементов из GaAs—AlGaAs.

УДК 621.363

СОЛНЕЧНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
РАБОЧИЕ СРЕДЫ
ТЕПЛОВАЯ СХЕМА

Григориу, М. и др. **О целесообразности использования различных рабочих агентов в солнечных теплоэнергетических установках с низко- и среднетемпературными паровыми турбинами.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 26,** № 8, ноябрь 1978 г., стр. 292

В данной работе излагаются результаты сравнительного исследования по использованию различных рабочих агентов (водяных паров, углеводородов, фреонов) в турбинной теплоэнергетической солнечной установке, причём рассматриваются несколько вариантов тепловой схемы установки, в целях определения условий, ведущих к максимальной производительности, соответственно температурному интервалу, осуществляемому гелиоуловителем.

УДК 621.36 : 621.314.5

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СОЛНЕЧНОЙ
ЭНЕРГИИ
ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Морару, Д., Фаур, М.: **Возможности оптимизации термоэлектрических солнечных генераторов.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 26,** № 8, ноябрь 1978 г., стр., 301

Представлены показатели модели плоского термоэлектрического солнечного генератора, осуществленного Научно-исследовательским институтом по электротехнике «ICPE». Произведен анализ возможностей снижения стоимости термоэлектрических солнечных генераторов путём оптимизации расхода термоэлектрического материала.

УДК 621.36

ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСТВО
ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ ОХЛАЖДЕНИЕ
ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ БАТАРЕИ

Жакловский, Ж., Алдика, Г., Валлашек, С.: **Термоэлектрические материалы и их применения.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 26,** № 8, ноябрь 1978 г., стр. 305

После краткого исторического обзора развития термоэлектричества и некоторых соображений теоретического характера, анализируется технология получения термоэлектрических материалов на основе Bi_2Te_3 и термоэлементов. Описываются применения термоэлектричества в холодильной технике, преобразование энергии и достижения в нашей стране в данной области.

УДК 537.32 : 523.72 : 533.9

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЭНЕРГИИ
СОЛНЕЧНАЯ ЭНЕРГИЯ
ФИЗИКА ПЛАЗМЫ

Муса, Г. и др.: **Прямое преобразование солнечной энергии в электрическую при помощи термионных генераторов.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 26,** № 8, ноябрь 1978 г., стр. 308

Представлены возможности использования термионных генераторов, осуществленных ИФТАР-ом, для прямого преобразования солнечной энергии в электрическую и для улучшения к.п.д. системы по преобразованию.

УДК 621.314.5

АВТОНОМНЫЙ ГЕЛИОТРОП
БИМЕТАЛЛИЧЕСКИЙ ОРИЕНТАТОР
ПНЕВМАТИЧЕСКИЙ ОРИЕНТАТОР

Минци, Х., Петрович, Г.: **О некоторых решениях изготовления автономного гелиотропа.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 26,** № 8, ноябрь 1978 г., стр. 311

Представлены два решения по изготовлению автономных гелиоориентаторов, предназначенных для преобразователей излучения с вентильными фотоэлементами: один с применением биметалла в экваториальной обойме а другой — пневматический плавающий.

УДК 621.372. : 620.9

ПРЯМОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ
ЭНЕРГИИ
ТЕХНОЛОГИЯ

Попеску, И. Кр.: **Технологические перепективы прямого преобразования солнечной энергии.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 26,** № 8, ноябрь 1978 г., стр. 316

В данной работе представлены основные технологические тенденции настоящего времени в целях осуществления прямого преобразования солнечной энергии в широких масштабах, для использования на земле.

УДК 620.91

СОЛНЕЧНАЯ ЭНЕРГИЯ
ПРЕОБРАЗОВАНИЕ
ФОТОГАЛВАНИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Вартирес, И. и др.: **Аспекты функционирования фотогальванических элементов.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 26,** № 8, ноябрь 1978 г., стр. 321

В данной работе представлены общие принципы функционирования фотогалванических элементов, а также некоторые результаты исследований, проведенных авторами в данной области.

УДК 621.36 : 621.362

ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСТВО
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ТОНКИЕ СЛОИ

Жефля, Ал., Морару, Д.: **Тонкослойные термоэлектрические преобразователи.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 26,** № 8, ноябрь 1978 г., стр. 325

Рассматривается преобразование тепловой энергии в электрическую при помощи тонкослойных термопар. Представлены полученные результаты по нанесению тонких термоэлектрических слоев сплавов бисмута и теллура путём испарения в вакууме.

I N H A L T

DK 621.314.5

SONNENENERGIE
FOTOVOLTAISCHE UMWANDLUNG
TECHNOLOGIEN

Tănăsescu Florin Teodor: **Die Umwandlung der Sonnenenergie und ihre „Auswirkung" auf die Technik.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, November 1978, S. 277

Die Umwandlung der Sonnenenergie zur Erzeugung von Elektrizität, durch einen klassischen thermodynamischen Zyklus oder durch direkte Umwandlung auf photovoltaische Art, bildet einen Herstellungsweg, der in der Zukunft grosses Interesse erwecken wird.

Es wedern die Auswirkung dieser Herstellungsart mit ihren neuen Technologien und Werkstoffen auf die menschliche Gesellschaft, sowie die konstruktiven und wirtschaftlichen Probleme, und die Kriterien für eine richtige Auswahl, analysiert.

Es wird nachdrücklich auf die Veränderungen die auf einigen Gebieten stattfinden werden, sowie auf die mit der Verwendung neuer Technologien verbandenen Prognosen eingegangen.

DK 620.90

PHOTOVOLTAISCHER EFFEKT
SONNENZELLEN

Constantinescu, Cr. : **Hableitende Sonnenzellen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, November 1978, S. 285

In vorliegender Arbeit wird der Mechanismus des photovoltaischen Effektes auf die $P-N$ Anschlüsse dargestellt und ein Vergleich zwischen verschiedenen Typen von Sonnenzellen gemacht. Es werden ebenfalls einige experimentelle Ergebnisse bezüglich der Erhaltung und der Kennzeichen der Sonnenzellen vom GaAs—AlGaAs, geschildert.

DK 621.363

SONNENMOTOR
ARBEITSMITTEL
THERMISCHE SCHALTUNG

Grigoriu, -M. u.a. : **Studium bezüglich der Opportunität der Anwerndung verschiedener Arbeitsmittel im Falle von Sonnen — thermoenergetischen Anlagen, vorgesehen mit Dampfturbinen, niedriger und Mitteltemperatur.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, November 1978, S. 292

Die vorliegende Arbeit enthält die Ergebnisse eines Vergleichstudium's bezüglich verschiedener Arbeitsmittel (Wassedampf, Hydrokarburen, Freone), einer Sonnen — thermoenergetischen Anlage, vorgesehen mit einer Turbine, in Betracht nehmend einige Typen der thermischen Schaltung der Anlage, zwecks Ermittelung der Bedingun-gen die zur Höchstleistung, entsprechend dem Temperaturbereich der im Sonnenempfänger erreicht wird, führen.

DK 621.36 : 621.314.5

UMWANDLUNG DER SONNENENERGIE
THERMOELEKTRIZITÄT

Moraru, D., Faur., M. : **Mäglichkeiten er Optimierung der Sonnen-thermoelektrischen Generatoren.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, November 1978, S. 301

Es sind die Höchstleistungen eines Sonnen-thermoelektrischen Generatormodells, der im ICPE hergestellt wurde, angegeben. Es wird eine Analyse der Redunzierungsmöglichkeiten der Sonnen-thermoelektrischen Generatorkosten, durch Optimierung des Verbrauches des thermoelektrischen Material's, gemacht.

DK 621.36

THERMOELEKTRIZITÄT
THERMOELEKTRISCHE KÜHLUNG
THERMOELEKTRISCHE BATTERIEN

Jaklovszky, I., Aldica, Gh., Vallasek, S. : **Thermoelektrische Materialien und deren Anwendung.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, November 1978, S. 305

Noch einer kurzen Geschichte der Thermoelektrizität und einigen theoritischen Betrachtungen, wird die Technologie der Herstellung von thermoelektrischen Materialien, auf Grund von Bi_2Te_3 und Thermoelemente, analysiert. Es werden die Anwendungen der Thermoelektrizität in der Kältetechnik, die Umwaldungen der Energie und die Leistungen in unserem Land auf diesem Gebiet, beschrieben.

DK 537..32 : 523.72 : 533.9

DIE UMWANDLUNG DER ENERGIE
DIE SONNENNERGIE
DIE PLASMAPHYSIK

Musa,G. und andere : **Direkte Umwandlung der Sonnenenergie in elektrische Energie, mit Hilfe thermoionischer Generatoren.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, November 1978, S. 308

Es wird die Anwendung der thermoionischen Generatoren, die bei IFTAR, für direkte Umwandlung der Sonnenenergie in elektrische Energie und für die Verbesserung der Leistungsumändergung des Systems, hergestellt werden, beschrieben.

DK 621.314.5

AUTONOMES HELIOTROP
ORIENTIERUNGSGERAT MIT BIMETALL
PNEUMATISCHES ORIENTIERUNGSGERÄT

Minţi, H., Petrovici, Gh. : **Bezüglich einiger autonomen Heliotroptypen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, November 1978, S. 311

Es werden zwei autonome Sonnenorientierungsgerätetypen, die für Konverter mit photovoltaischer Strahlung bestimmt sind, dargestellt : ein Typ mit Bimetall in äquatorialer Fassung, und der andere, pneumatisch, schwimmend.

DK 621.372 : 620.9

DIREKTE UMWANDLUNG DER ENERGIE
TECHNOLOGIE

Popescu, I. Cr. : **Technologische Aussichten für die direkte Umwandlung der Sonnernergie.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, November 1978, S. 316

In vorliegender Arbeit werden die aktuellen technologischen Tendenzen, zwecks Auswirkung, in breitem Ausmass, der direkten Umwandlung der Sonnenenergie für irdische Zwecke, beschrieben.

DK 620.91

DIE SONNENENERGIE
UMWANDLUNG
PHOTOGALVANISCHE ZELLEN

Vartires, I. u.a. : **Beispiele vom Betrieb photogalvanischer Zellen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, November, 1978, S. 321

Die vorliegende Arbeit erwähnt die allgemeinen Grundsätze des Betriebes der photogalvanischen Zellen, wie auch einige der eigenen Forschungsergebnisse auf diesem Gebiet.

DK 621.36 : 621.362

THERMOELEKTRIZITÄT
DÜNNE HALBLEITESCHICHTEN

Jeflea, A., Moraru, D. : **Thermoelektrische Konverter in dünnen Schichten.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, November 1978, S. 325

Es wird die Umwandlung der thermischen Energie in elektrische Energie, mit Hilfe von Thermoelementen mit dünnen Schichten, beschrieben. Es werden die erhaltenen Ergebnisse bei Ablagerung von dünnen thermoelektrischen Schichten aus Bismut — und Tellurlegie rungen, angegeben.

C O N T E N T S

DK 621.314.5

SOLAR ENERGY
PHOTOVOLTAIC CONVERSION
TECHNOLOGIES

Tănăsescu Florin Teodor : **The conversion of the solar energy and its „impact" on the engineering.**

E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, nov. 1978, p. 277

The conversion of the solar energy for the producing of electricity by the classical thermodynamic cycle or by direct conversion of the photovoltaical type forms one of the aspects which will arouse much interest in the future.

One analyses the impact of these ways on the human society, the new technologies and materials which become neccessary, and also the constructive and economical problems and the proper criteria for a just choice.

One insists upon th mutations wich will appear in certain fields and the previsions based on the implementation of the new technologies.

DC 620.90

PHOTOVOLTAIC EFFECT
SOLAR CELLS

Constantinescu, Gr. : **Semiconductive solar cells.**
E.EA. – **Electrotehnica 26,** nr. 8, nov. 1978, p. 385

The work presents the mechanism of the photovoltaic effect in $p-n$ junctions, making a comparison between different types of solar cells. There are also presented some experimental results concerning the obtaining of the GaAs — AlGaAs solar cells characteristics.

DC 621.363

SOLAR MOTOR
WORKING AGENTS
THERMAL NETWORK

Grigoriu, M. etc. : **Study concerning the suitability of using various working conditions in the case of solar thermoenergetic installations with low and medium temperature steam turbines.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 8, nov. 1978, p. 292

The work presents the results of a comparative study concerning the usage of various working agents (water vapours, hydrocarbons, freons) in a solar thermoenergetic installation with a turbine considering a multitude of variants of the installation thermal network, with the view of determining the conditions which produce the maximum performance corresponding to the remperature range obtained in the solar collector.

DC 621.36 : 621.314.5

SOLAR ENERGY CONVERSION
THERMOELECTRICITY

Moraru, D., Faur, M. : **Solar thermoelectric generator optimization possibilities.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 8, nov. 1978, p. 301

The work presents the performance of a flat solar thermoelectric generator model obtained by ICPE. An analysis is carried out, concerning the possibilities of reducing the solar thermoelectric generators cost, by optimizing the thermoelectric material consumption.

DC 621.36

THERMOELECTRICITY
THERMOELECTRIC REFRIGERATION
THERMOELECTRIC BATTERIES

Jaklovszky, J., Aldica, Gh., Vallasek, S. : **Thermoelectric materials and their applications.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 8, nov. 1978, p. 305

After a short historical presentation of thermoelectricity, the technology for obtaining the thermoelectric materials based on Bi_2Te_3 and the thermoelements, is analyzed. The thermoelectricity applications the refrigeration, energy conversion, as well as the achievements obtained in our country in this field, are described.

DC 537.32 : 523.72 : 533.9

ENERGY CONVERSION
SOLAR ENERGY
PLASMA PHYSICS

Musa, G. and. al. : **Direct solar energy conversion into electric power by means of thermoionic generators.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 8, nov. 1978, p. 308

The paper presents the posibility to use the thermoionic generators made by IFTAR, to directly convert the solar energy into electric power, as well as the system conversion efficiency.

DC 621.314.5

AUTONOMOUS HELIOTROPE
BIMETAL DISTRIBUTOR
PNEUMATIC DISTRIBUTOR

Minți, H. Petrovici, Gh.; **On some autonomous heliotrope solutions.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 8, nov. 1978, p. 311

Two possible types of autonomous solar distributors are presented, designed fot the photovoltaic radiation converters, on of them the bimetal type equatorially mounted, and the other, pneumatic floating.

DC 621.372 : 620.9

DIRECT ENERGY CONVERSION
TECHNOLOGY

Popescu, I. Cr. : **Technological perspectives for the solar energy direct conversion.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 8, nov. 1978, p. 316

The paper deals with the main technological trends today in achieving the solar energy direct conversion on a large scale for terrestrial purposes.

DC 620.91

SOLAR ENERGY
CONVERSION
PHOTOGALVANIC CELLS

Vartires, I. and al. : **Aspects regarding the photogalvanic cells operation.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 8, nov. 1978, p. 321

The paper presents the general principles of the photogalvanic cells operations, as well as some of the results obtained in the research works carried out in this domain.

DC 621.36 : 621.362

THERMOELECTRICITY
THIN LAYERS
SEMICONDUCTORS

Jeflea, Al., Moraru, D. : **Thin layer thermoelectric converters.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 8, nov. 1978, p. 325

The thermal energy to electric energy conversion by means of thin layer thermocouples, is presented. The results obtained in Bismuth-Tellurium alloy thermoelectric thin layers deposition by vacuum vaporization are given.

S O M M A I R E

CD 621.314.5

L'ÉNERGIE SOLAIRE
PHOTOVOLTAIQUE CONVERSION
TECHNOLOGIES

Tănăsescu Florin Teodor : **La conversion de l'énergie solaire et son „impacte" sur la technique.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 8, nov. 1978, p. 277

La conversion de l'énergie solaire pour la production de l'électricité par un cycle thermodynamique classique ou par la conversion directe du type photovoltaique consiste dans la modalité qui suscitera un vif intérêt à l'avenir.

On analyse l'impacte que produira cette modalité sur la société humaine, ainsi que les nouveaux technologies et materiaux necessaires, les problemes constructives et économiques tout aussi que les criteres necessaires pour l'option juste.

On insiste sur les mutations qui apparaîtront dans certains domains et les prévisions en corrélation avec l'implementation des nouveaux technologies.

CD 620.90

EFFET PHOTOVOLTAIQUE
CELLULE SOLAIRE

Constantinescu, Cr. : **Cellule solaires sémicorductrices.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 8, nov. 1978, p. 285

Dans l'ouvrages on présente le mécanisme de l'effet photovoltaique dans les jonctions $p-n$ et on fait une comparison entre les divers types de cellule solaire. On présente aussi, des résultats expérimentaux sur l'obtention et les caracttéristiques des cellules solaires de GaAs—AlGaAs.

CD 621.363

MOTEUR SOLAIRE
AGENTS DE TRAVAIL
SCHEMA THERMIQUE

Grigoriu, M. ș.a. : **Un etude concernant l'opportunité de l'utilisation des divers agents de travail le cas des installations thermoénergetiques solaires avec des turbines à vapeur de basse et moyenne température.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26,** nr. 8, nov. 1978, p. 292

L'ouvrage comprend les résultats d'un étude comparatif sur l'utilisation des divers agents de travail (vapeurs, hidrocarbures, fréons) dans une installation thermoénergetique solaire à turbine, considerant plusieurs variantes du schéma thermique de l'installation, en vue de déterminer les conditions qui mènent au rendement maximum qui correspond au domaine des températures, obtenu dans le capteur solaire.

CD 621.36 : 621.314.5

CONVERSION DE L'ENERGIE SOLAIRE
THERMOELECTRICITÉ

Moraru, D., Faur, M. : **Les possibilités de l'optimisation des générateurs thermoéletriques solaires.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, nov. 1978, p. 301

On présente les performances d'un modèle de générateur thermoélectrique solaire plan réalisé à l'ICPE. On fait une analyse des possibilitités de diminuer le prix des générateurs thermoélectriques solires par l'optimisation de la consommation du matériel thermoélectrique.

CD 621.36

THERMOELECTRICITÉ
REFRIGERATION THERMOELECTRIQUE
BATTERIES THERMOELECTRIQUES

Jaklovszky, J., Aldica, Gh., Vallasek, S. : **Matér aux thermoélectriques et leurs applications.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, nov. 1978, p. 305

Après un brèf historique de la thermoélectricité et quelques considérations théoriques on analyse la technologie d'obtention des matériaux thermoélectriques ayant pour base Bi_2Te_3 et celle des thermoélements. On décrit les applications de la thermoélectricité dans la technique du froid, la conversion énergétique et les réalisations de notre pays dans ce domaine.

CD 537.32 : 523.72 : 533.9

CONVERSION DE L'ENERGIE
ENERGIE SOLAIRE
PHYSIQUE DU PLASMA

Musa, G. ş.a. : **Conversion directe de l'énergie solaire dans l'énergie électrique à l'aide des générateurs thermoioniques.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, nov. 1978, p. 308

On présente la possibilité de l'utilisation des générateurs thermoioniques réalisés à IFTAR pour la conversion directe de l'energie solaire dans l'énergie électrique et l'amélioration du rendement transformation du système.

CD 621.314.5

HELIOTROPE AUTONOME
DISPOSITIF D'ORIENTATION A BIMETAL
DISPOSITIF D'ORIENTATION PNEUMATIQUE

Minţi, H., Petrovici, Gh. : **Sur certaines solutions pour l'héliotrope autonome.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, nov. 1978, p. 311

On présente deux solutions pour les dispositifs d'orientation solaires autonomes destinés aux convertisseurs de radiation photovoltaique, l'un à bimétal en monture équatoriale et un autre pneumatique flottant.

CD 621.372 : 620.9

CONVERSION DIRECTE DE L'ENERGIE
TECHNOLOGIE

Popescu, I. Cr. : **Perspectives technologiques pour la conversion directe de l'énergie solaire.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, nov. 1978, p. 616

On présente les principales tendences technologiques actuelles dans la réalisation, sur une grande échelle, de la conversion directe de l'énergie solaire dans des buts térrestres.

CD 620.91

ENERGIE SOLAIRE
CONVERSION
CELLULES PHOTOVOLTAÏQUES

Vartirea, I. ş.a. **Aspects concernant le fonctionnement des cellules photogalvaniques.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, nov. 1978, p. 321

L'ouvrage présente les principes généraux du fonctionnement des cellules photovoltaïques, ainsi que certains des recherches des auteurs dans ce domaine.

CD 621.36 : 621.362

THERMOELECTRICITÉ
COUCHES MINCES
SEMICONDUCTEURS

Jeflea, Al., Moraru, D. : **Convertisseurs thermoéletriques en couches mince.**
E.E.A. – **Electrotehnica 26**, nr. 8, nov. 1978, p. 325

On présente la conversion de l'énergie termique dans l'énergie életrique avec des thermocouples en couche mince. On donne les résultats obtenus par la déposition des couches minces thermoélectriques des alliages de bismuth — tellure par évaporation en vide.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. **dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing.** V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. **DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing.** M. HĂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. **HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing.** D. F. LĂZĂROIU ; **ing. V. LEFTER ;** dr. ing. A. MILLEA ; **prof. dr. doc. st.** tehn. ing. **C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ;** ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. Popa ; **prof. dr. ing.** S. PUŞCAŞU ; **acad. prof. dr. st. tehn. ing.** REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS **STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR** TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA" (E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, maşini-unelte şi mecanică fină, apare în cadrul *OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (O.I.D.)*, al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică, *(I.C.P.E.)*. Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la *O.I.D.* Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAŢIA"*, Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 580, Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1976, conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

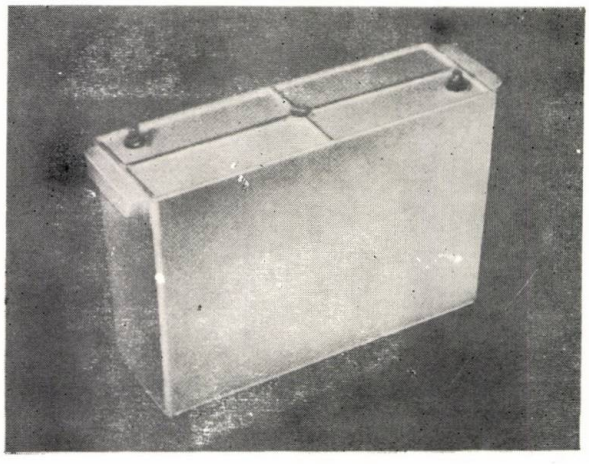
Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă – Bucureşti – Str. 30 Decembrie nr. 3, P.O. Box 136 – 137 – Telex. 01.12.26

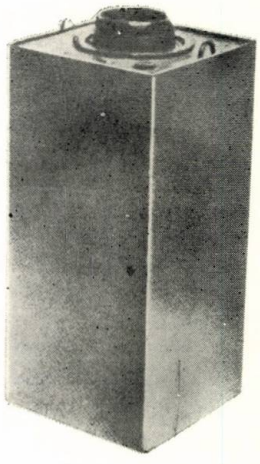
PUBLICOM

Dacă doriți să obțineți curenți și tensiuni de înaltă valoare puteți alege

CONDENSATOARELE NOASTRE DE IMPULSIONARE

pentru tensiuni de 10, 25, 40, 50 și 100 kV.





Tangenta unghiului de pierderi dielectrice la 50 Hz nu depășește 0,01.

ENERGOMACHEXPORT

U.R.S.S. 117330 Moscova, Mosfilmovskaya, 35, telefon : 147—21—77, telex : 7565

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Electrotehnica nr. 8

CZ 621.314.5

ENERGIE SOLARĂ
CONVERSIE FOTOVOLTAICĂ
TEHNOLOGII

Conversia energiei solare şi „impactul" său asupra tehnicii

FLORIN—TEODOR TĂNĂSESCU* — Bucureşti

1. Energia solară „promisiune" sau „realitate"?

Dacă cu 30—40 ani în urmă „atomul" intra în atenţia specialiştilor ca o promisiune energetică — promisiune ajunsă la realitate doar în ultimul deceniu — astăzi energia solară devine obiectul a numeroase şi controversate cercetări constituind cu toate dificultăţile de început, una din „marile speranţe" ale deceniilor viitoare. Ea poate fi utilizată atît pentru producerea de energie electrică pe baza unui ciclu clasic termodinamic, cît şi prin alte tipuri de conversie cum sînt sistemele termoelectrice, termoionice, fotovoltaice.

Tentaţia este maximă, întrucît „disponibilitatea" este mare indiferent de zona în care se găseşte o ţară, radiaţia ce cade pe o suprafaţă de 1 m^2 atingînd în unele cazuri 1 kW/m^2 (în spaţiul cosmic 1,4 kW/m^2 [1]), ceea ce reprezintă valori cu totul impresionante pentru economia mondială.

Din păcate „disponibilitatea" unei surse de energie nu înseamnă şi „accesibilitatea" la ea, sau mai precis, „accesibilitatea" este strîns dependentă de nivelul tehnologic al etapei în care se doreşte o implementare. Radiaţia solară, diferită de la loc la loc şi de la anotimp la anotimp, de la zi la noapte, dificultăţile de stocare, costurile ridicate ale dispozitivelor ce intră într-un sistem de conversie, tehnologiile noi de conversie ce trebuie utilizate, fac ca, deşi evidentă ca potenţial şi ca posibilitate de utilizare, energia solară să nu reprezinte astăzi decît o „promisiune", participînd cu valori cu totul reduse în balanţa energetică a ţărilor; aplicaţiile cunoscute pînă acum reprezintă mai multe studii de fezabilitate ale unor sisteme şi tehnici şi mai puţine dovezi ale unei eficienţe economice în competiţia cu alte surse de energie convenţionale.

Iată de ce în prezentul articol este necesar a trata unele aspecte legate de „reacţia" pe care o va produce această nouă „filieră energetică" asupra tehnicilor pe care le cunoaştem astăzi, mutaţiile pe care le va determina, impactul pe care-l va produce însăşi asupra filozofiei producţiei şi utilizării unei surse noi de energie.

2. Energia solară şi marile domenii de utilizare

Există astăzi un consens în ceea ce priveşte grupele mari de aplicaţii. Chiar dacă împărţirea poate suporta discuţii, ea are avantajul de a grupa anumite tehnologii şi a permite o tratare mai sistematică. După Herwig [2] există cîteva grupe mari de aplicaţii:

a—aplicaţii directe ale energiei solare, bazate pe colectarea şi conversia radiaţiei solare în energie termică la temperaturi joase (30—100°C) sau ceva mai înalte (200—500°C), pentru aplicaţii industriale; ca domenii de utilizare mai importante se menţionează:

- habitatul, încălziri şi climatizări;
- agricultură, pentru uscări de cereale, tutun, furaje, seminţe; industria lemnului şi materialelor de construcţii;

b—aplicaţii bazate pe conversia directă a energiei radiante sau a căldurii în electricitate, incluzînd conversia fotovoltaică, termoelectrică şi ionică, energia vîntului, a gradientului termic al apei, precum şi combinaţii dintre aceste tipuri.

Domeniile de aplicaţii mai importante sînt legate de tehnica spaţială, alimentarea unor receptoare de puteri, de la kW la zeci de kW, funcţionînd în locuri îndepărtate; în cazul utilizării energiei vîntului, sînt menţionate în literatura de specialitate, puteri mai mari, mergînd la ordinul MW:

c—aplicaţii bazate pe conversia energiei solare pentru generarea biomaselor şi biogazului.

* Dr. ing. *Florin Teodor Tănăsescu*, directorul Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică (ICPE) — Bucureşti şi profesor asociat la Institutul politehnic Bucureşti.

În cadrul fiecăreia din aceste grupe există tematici ce par mai apropiate de prezent, altele destinate deceniului, sau poate deceniilor, viitoare; implementarea cu succes a uneia sau alteia din aceste tehnici, va depinde în cea mai mare măsură de nivelul de pregătire tehnologică a societății.

Primul automobil electric, „Jamais Content" circula încă înainte de anul 1900 în Franța, cînd lumea încă nu-și dăduse o adeziune deplină pentru motorul cu explozie. Iată cum, o nepregătire tehnologică la acest „impact", a făcut ca de atîtea decenii încă să nu putem vorbi de o soluție adecvată pentru automobilul electric.

Cîteva elemente sînt esențiale la impactul unei noi tehnologii asupra celor existente, mai importante par a fi:

- Este ea adecvată și posibil a fi realizată cu mijloacele tehnice cunoscute sau cu altele care în timp relativ scurt ar putea fi imaginate, realizate și însușite?
- Sistemul nou este competitiv tehnic și economic cu sursele convenționale de energie cu care intră în competiție? Dacă nu în prezent, se poate evalua un termen la care ar începe să fie?
- Noua tehnologie este acceptabilă din punct de vedere social; este cerută și răspunde unor nevoi?

Privite sub aceste aspecte, este greu de acceptat că oricare din sursele noi de energie răspund integral acestor condiții.

Experiența implementării energiei atomice pentru producerea energiei electrice, arată că în condițiile atingerii unei valori comparabile a „kWh atomic" cu cel obținut cu celelalte surse de energie, problemele de elaborare de noi tehnologii care să permită generalizarea (prima condiție) sau cele legate de acceptul social al oamenilor (știută fiind eittarea omului pentru „orice" poate ascunde un pericol) pot fi controlate și stăpînite.

În cele ce urmează se va insista asupra cîtorva probleme aparținînd primei și celei de a doua condiții enunțate, exemplele analizate fiind extrase, unul din domeniul producerii energiei electrice printr-un circuit termodinamic clasic, celălalt din domeniul conversiei directe a energiei solare în energie electrică, printr-o conversie fotovoltaică, amîndouă studiate din unghiul „impactului" pe care-l vor exercita asupra tehnicilor actuale.

3. Elemente de fundamentare a unei decizii

Producerea de electricitate prin conversia termodinamică a energiei solare

La prima vedere, acest tip de conversie nu presupune utilizarea unui număr prea mare de tehnologii noi. Experiența cîtorva proiecte, programul THEM în Franța [3] cu un modul de circa 10 MWe, prevăzut a intra în funcțiune în 1982, programul Barstow—California [2] cu un modul de 50 MW_t, sau cel de la Fort-Hood de valoare ceva mai mică, proiectele dezvoltate de Francia și echipa sa în Italia [4] în domeniul instalațiilor solare de puteri mici (100—400 kW și în perspectivă a unui modul de 1 MW), pun în discuție cîteva aspecte noi.

O construcție de acest tip arată în mare ca în figura 1. Radiația solară concentrată de un număr mare de oglinzi este trimisă spre

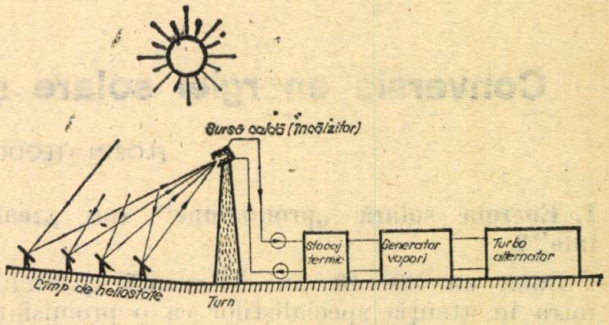


Fig. 1. Elementele componente ale unei instalații de conversie a energiei solare în electricitate, prin ciclu clasic termodinamic.

vîrful unui turn în care este dispus cazanul și sistemul de țevi cu fluidul caloportor care are rolul de a vehicula căldura înmagazinată spre sistemul de stocare (la cele simple poate lipsi). Căldura obținută stă la baza unui sistem clasic de conversie termodinamică turbină-alternator cu vapori de înaltă presiune (100—150 at) și temperatură (200—500°C), așa cum este figurat în schemă.

Una din problemele dificile constă în comanda sistemului de oglinzi funcție de deplasarea soarelui, pentru a focaliza radiația acestuia pe cazanul dispus în turn. Acest lucru se realizează prin intermediul unui calculator și a unor elemente de reglaj, așa cum sînt date în figura 2.

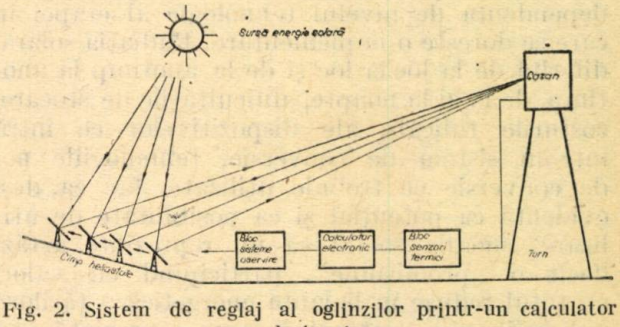


Fig. 2. Sistem de reglaj al oglinzilor printr-un calculator electronic.

Cîteva elemente derivate din soluțiile adoptate pot influența opțiunile pentru o soluție sau un timp de implementare.

Costul. Realizarea modulului francez al centralei THEM, înseamnă, după aprecierile constructorilor, circa 10 000 FF/kW_e, ceea ce va

conduce, după anul 1982, la un preţ de revenire la kWh de circa 0,5 FF [2].

Preţul unui sistem de concentrare a energiei solare tip heliostat, reprezintă circa 1/3 din investiţia totală, de unde preocuparea de a minimiza costul fiecărui heliostat. Pentru o construcţie de serie mică, m² de suprafaţă ce reflectă radiaţia solară, este de circa 800 FF, valoare încă ridicată ce poate limita generalizarea soluţiei.

După Fourakis [5], proiectele americane prevăd un cost ceva mai scăzut de 62 $/m² heliostat.

Costul încă ridicat al kWh produs de aceste instalaţii, comparat cu cel convenţional, poate deveni apropiat dacă ne gîndim la tendinţa de creştere a preţului combustibililor fosili.

Radiaţia solară

Performanţele tehnico-economice ale centralei solare vor depinde, printre altele, de intensitatea radiaţiei solare şi de numărul de ore în care „soarele" va încălzi generatoarul de vapori al instalaţiei. Aceasta este o problemă deosebit de importantă atît pentru dimensionare, cît şi pentru realizarea elementelor de stocaj al energiei; lipsa radiaţiei solare sub o valoare minimă poate periclita eficienţa unui program.

Ca un exemplu pentru România, unele date meteorologice utilizate de ICPE şi obţinute din zone cu climat temperat rece (Sinaia), climat temperat cald (Constanţa), climat cald uscat (Fundulea), sînt date în tabelul 1.

Din acesta rezultă că numai în anul 1977 au existat între 56—73 zile fără soare, durata de strălucire lunară pe parcursul unui an fiind situată în plaja a 1416,2—2270,2 ore. Dacă mai adăugăm la acestea şi faptul că sînt luni, în care pot exista şi 18 zile fără soare (spre exemplu, februarie 1978), intuim dificultăţile în furnizarea la consumatori a energiei electrice şi înţelegem necesitatea existenţei unor instalaţii adecvate de stocaj, sau cuplării centralei solare cu o centrală clasică pe combustibili convenţionali, care să „acopere" perioadele lipsite de soare. Schematic, acest lucru ar trebui gîndit într-o structură de tipul celei date în figura 3.

Elemente constructive şi tehnologice

Influenţa vîntului, în special, impune o anumită dimensiune a oglinzilor, optimul fiind cuprins în zona 45—55 m²; francezii au ales pentru proiectul lor o suprafaţă de 49 m², un pătrat cu latura de 7 m. Asta înseamnă elaborarea unor tehnologii pentru realizarea suprafeţei reflectante a oglinzilor, altele decît cele clasice (sticlă-argint) şi anume pe bază de filme sintetice, cu un bun coeficient de reflexie,

Tabelul 1

Cîteva date privind radiaţia solară în [zone climatice temperat rece, temperat cald şi cald uscat din România (Sinaia, Constanţa, Fundulea)

Soarele în România în cîteva zone geografice	Unit. de măs.	1977												1978			
		I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X	XI	XII	Total	I	II	III	IV
Număr de zile fără soare	zile																	
● Sinaia *		12	12	10	8	4	2	—	—	5	2	7	11	73	7	18	8	7
● Constanţa **		13	5	8	3	1	2	—	—	1	2	3	8	46	6	12	14	4
● Fundulea ***		12	8	6	3	3	1	—	2	3	2	4	12	56	11	17	13	4
Durata maximă diurnă de strălucire a soarelui	ore																	
● Sinaia		8	7,6	8,9	10,9	11	9,2	12,1	9,7	—	—	6,2	5,9	—	5,4	7,4	9,2	9,5
● Constanţa		8	10	7,7	13,1	14,2	14,8	14,4	9,7	—	—	8,8	8	—	8	9,3	8	12,5
● Fundulea		8,5	9,9	10,9	12,9		12,9	14,1	13	—	—	8,6	8	—	7,3	8,4	10,9	10,4
Durata de strălucire lunară	ore																	
● Sinaia		63,3	60,4	131	110	148,6	119	186,2	161,9	132	166,6	74,3	62,9	1416,2	84,8	50,3	93	143
● Constanţa		73,7	101,7	134,8	185	248	277	331	317	225	205	126	85,3	2309,5	97,6	50,6	93	195,3
● Fundulea		100	92,8	171,4	199	253	241	301	281	222	215	120,4	73,6	2270,2	95	48,5	80	174

* Sinaia, climat temperat rece.
** Constanţa, climat temperat cald.
*** Fundulea, climat cald uscat.

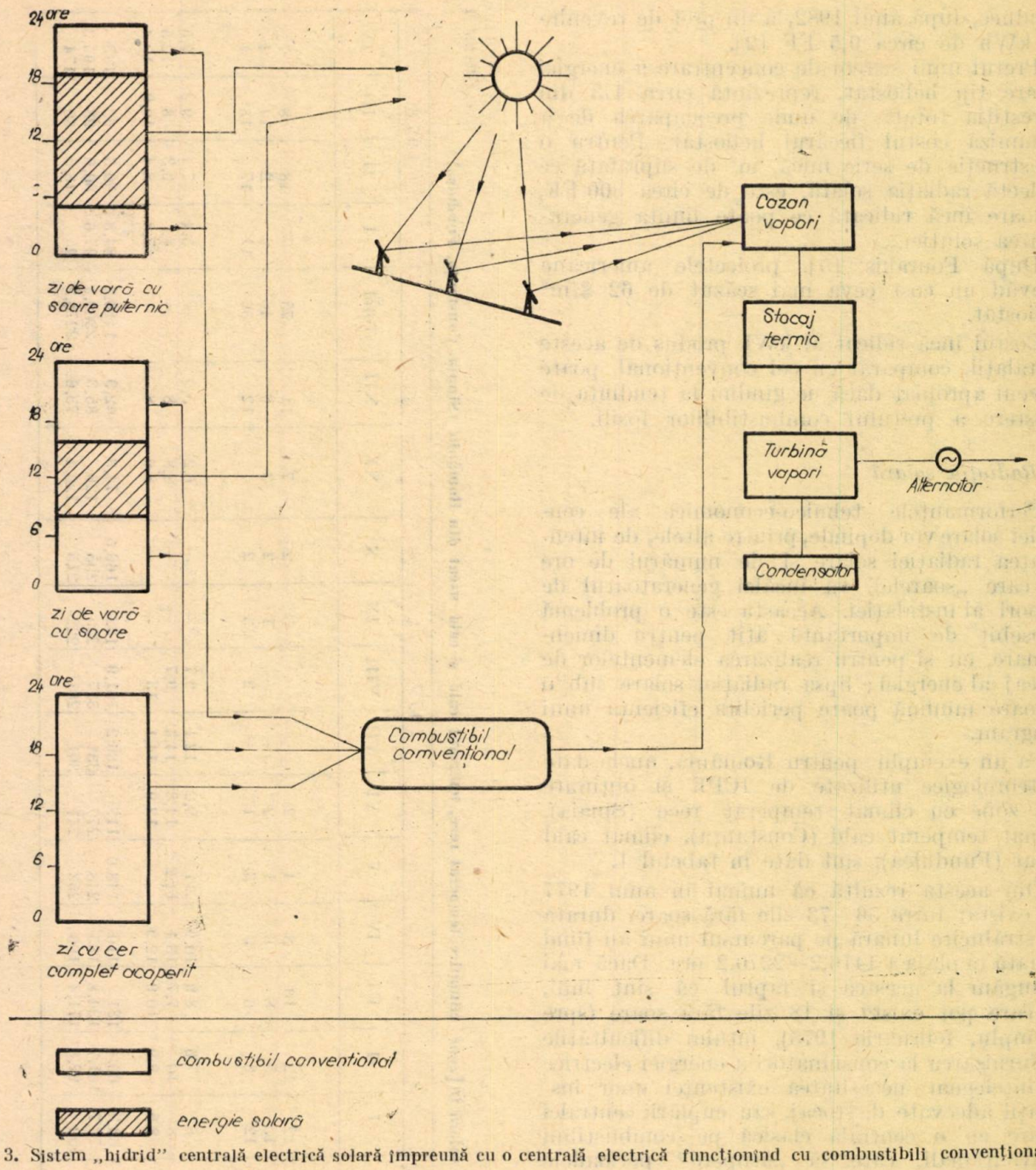


Fig. 3. Sistem „hidrid" centrală electrică solară împreună cu o centrală electrică funcționînd cu combustibili convenționali.

durată bună de viață, planeitate perfectă și cost redus.

Și turnul care suportă cazanul asupra căruia se concentrează prin cîmpul de oglinzi radiația solară, pune probleme de alegere a dimensiunilor, dar și de realizare — dacă ne gîndim cît de sigură trebuie să fie o asemenea construcție — inclusiv în perioadele cu vînturi puternice. Dacă studii franceze [3] menționează înălțimi optime de 100—200 m, americanii utilizează la Barstow un turn de 250 m și anticipă altele de înălțimi mai mari. Modelări pe calculator ale unor construcții de centrale solare, dau elemente deosebit de interesante pentru părțile constructive ale instalației, funcție de puterea ce se dorește a se realiza; ele sînt date în tabelul 2.

Rezultă cît se poate de clar că noi tehnologii vor trebui elaborate pentru realizarea unor asemenea structuri constructive — rezistente, dar suficient de elastice — bazate printre altele și pe utilizarea firelor de sticlă armate, oțelurilor speciale, tehnici noi de sudură etc.

Sistemele de deplasare a oglinzilor trebuie să asigure mișcări foarte precise, să se preteze la o cuplare pe calculator, să nu consume puteri mari pentru aceste deplasări de urmărire a soarelui. Este de remarcat că dacă consumul

Tabelul 2

Puterea unei centrale solare și date privind turnul și heliostatele

Puterea, MW	Raza cîmpului de heliostate, m	Înălțime turn, m	Suprafață heliostat, m^2	Număr heliostate	Energia anuală pe heliostat, MW_t
1	41	20	40	62	44
5	91	44	40	310	69
30	226	107	40	1890	78
150	503	232	40	9450	80
300	713	335	40	18900	79

de energie pe o axă este de circa 50 W, la un cîmp de oglinzi de ordinul a 2 200 bucăți, rezultă o putere instalată, necesară doar pentru această deplasare, de circa 11 kW, valoare nu neglijabilă.

„Motorul" de acționare a oglinzilor, trebuie realizat pentru a funcționa la temperaturi mai ridicate, ceea ce va impune fie găsirea unor scheme noi de izolație, fie construirea unor motoare cu caracter neelectric. Pentru oglinzi mici, la ICPE s-a reușit elaborarea unor sisteme de deplasare bazate pe alte principii.

Dispozitivele de stocare a energiei constituie partea din instalație care va cere elaborarea unor noi tehnologii, care să definească atît tipul stocării, durata și ponderea procedeului în prețul kWh produs prin acest sistem. Ele sînt acelea care ar putea permite atingerea unor prețuri rezonabile pentru kWh și a „egaliza" diferențele dintre nivelele de radiație diurnă.

Utilizarea unor sisteme clasice — acumulatorul — sau al unor tipuri noi de surse electrochimice cu săruri topite, poate afecta construcția generală a centralei cu turn, sau prețul ei.

Costul instalațiilor de stocare este încă ridicat, fiabilitatea încă slabă, revenind, după unele date cunoscute în literatura americană, la aproximativ 20$ de fiecare kWh, iar timpul de stocare circa șase ore.

Utilizarea unei tehnologii cunoscute, bateriile de Pb, care să nu fie descărcate sub 20% din capacitatea lor, pentru a nu afecta durata de viață, poate fi luată în considerație, dacă energia specifică a acumulatorului în W/kg va crește, ceea ce va face ca plumbul din aceste baterii să atingă valori rezonabile; în caz contrar numai pentru 100 MWh de stocat, ar fi necesare acumulatoare în care vor intra mai mult de 30 t plumb.

Materiale cu caracteristici speciale solicitate

Un asemenea program impune elaborarea a numeroase materiale. Cele metalice, de tipul Al, Cu, oțel trebuie să fie necorodabile sub acțiunea fluidelor caloportoare și radiației solare îndelungate. Un captator de energie, spre exemplu, trebuie să funcționeze cel puțin zece ani. Se impune necesitatea de a fi elaborate circuite „multimetal", Al cu alte materiale, așa cum se propune pentru industria automobilului [7].

Din domeniul materialelor izolante vor trebui să apară noi tipuri de sticle și materiale plastice transparente, cu bune proprietăți optice, durată de viață mare și care să se preteze la o producție industrială ieftină.

Este de așteptat apariția unor noi materiale cu radiație selectivă, compuse dintr-o barieră subțire de selecție (reflectă toate lungimile de undă corespunzătoare energiei termice) și o suprafață de selecție (care în contrast cu prima, absoarbe aproape complet intervalul spectrului vizibil, aproape de intervalul infraroșu).

Printr-o combinație a acestor materiale cea mai mare parte a energiei solare incidente este absorbită de suprafața selectivă [4].

După cum ca izolanți termici vor fi necesare noi tipuri de „spume" plastice pentru etanșări, vată de sticlă etc.

Instalațiile de stocat vor cere materiale, de înmagazinare a căldurii de mare capacitate, adică izolatori termici de temperatură mare, schimbătoare de căldură optimizate în funcție de temperaturile de lucru ale unor asemenea echipamente.

3.2. Producerea de energie electrică direct, prin conversia fotovoltaică a radiației solare

Conversia directă a energiei solare în energie electrică, prin efect fotovoltaic, constituie o a doua direcție asupra căreia aș dori să fac unele considerații. Un sistem de conversie funcționînd pe acest principiu arată ca în figura 4. Este de menționat că în afară de generatorul solar (panoul cu celule), schema mai

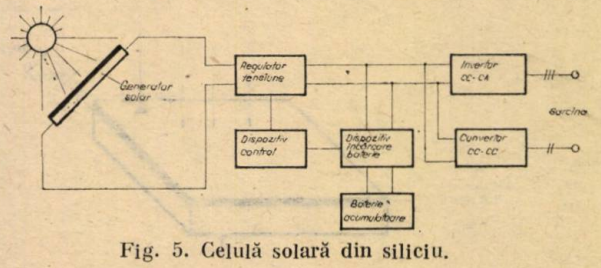


Fig. 5. Celulă solară din siliciu.

cuprinde regulatorul de tensiune, dispozitivul de control al tensiunii și de încărcare a bateriei de acumulatoare, cu funcție de element de stocare, convertoarele și invertoarele care permit utilizarea energiei obținute pe cale fotovoltaică la pretențiile oricărui consumator.

Deosebit de promițătoare ca perspectivă, această tehnică este condiționată de numeroși

factori dintre care mai importanţi sînt : materialele utilizate, randamentele de conversie, siguranţa în funcţionare, domeniile de aplicaţii şi costurile ce revin pentru acestea. Complexitatea acestora şi implicaţiile pe care le generează, fac ca eforturile financiare şi umane, deosebit de mari (numai în S.U.A. în 1977 pentru aceste cercetări au fost alocate circa 144,7 milioane dolari [1]), să nu fie încă urmate de aplicaţii industriale cu caracter larg, majoritatea aplicaţiilor — spectaculoase de altfel — intrînd în special în cadrul programelor spaţiale, pentru care furnizează energia electrică necesară aparaturii ştiinţifice, montată pe sateliţi sau staţiile orbitale [9—11].

Dacă în 1976, producţia mondială de celule a fost de circa 200 kW, se prevede atingerea unei valori de 500 MW [12] în 1986, ca urmare a dezvoltării unor noi construcţii şi a reducerii semnificative a preţului.

Materiale utilizate

Principiul conversiei energiei solare utilizînd efectul fotovoltaic este destul de vechi, fiind evidenţiat în cercetările lui Becquerel (celule electrolitice iluminate—1839), elemente din seleniu 1879, sau prima aplicaţie prezentată de Rappaport în 1954 pentru conversia energiei solare în electricitate [12]. Cercetări susţinute menite atît a acumula noi date privind mecanismul, cît şi stabilirea materialelor celor mai indicate s-au dezvoltat după această dată, fiind stimulate, în special, de progresele ce au apărut în domeniul semiconductoarelor şi aplicaţiile în tehnica aerospaţială.

O celulă solară din familia celor cu siliciu, se poate obţine pornind de la o bară de siliciu monocristalin (de tip p), în care se realizează pe o grosime de cîţiva microni, o joncţiune n^+/p prin difuzia pe o anumită adîncime a fosforului în placa de siliciu, aşa cum este arătat în figura 5.

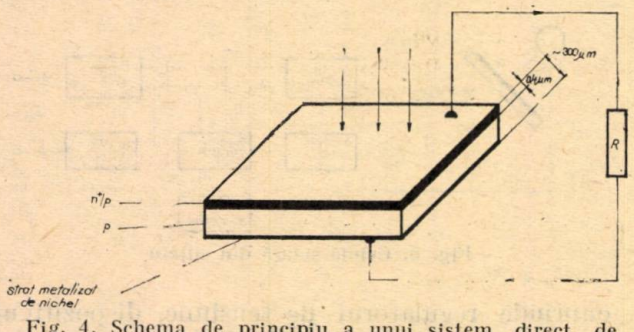


Fig. 4. Schema de principiu a unui sistem direct de conversie a energiei solare în energie electrică.

Radiaţia solară fiind o suprapunere de unde electromagnetice de frecvenţe diferite, constituie un fascicul de fotoni în care fiecare din aceştia are energii diferite. Dacă energia fotonilor ce cad asupra celulei solare este superioară lăţimii benzii interzise a semiconductorului, absorbţia unui foton de către electronul de valenţă va da naştere unei perechi „electron-gol" în diverse puncte ale joncţiunii [13]. Difuzarea şi concentrarea acestor purtători în elementul semiconductor (sarcini pozitive şi negative) este un fenomen în mare cunoscut şi lui i se atribuie stabilirea curentului electric pe rezistenţa R cuplată între doi electrozi.

Alegerea materialului din care să se realizeze celula solară este impusă de relaţia în care se găseşte lăţimea benzii interzise a semiconductorului şi energia fotonilor, ştiut fiind că nu este posibil să se utilizeze partea din spectrul solar de lungime 1 μm şi, deci, că numai o parte din energia radiantă se poate transforma în energie electrică, în timp ce restul de energie a fotonilor se va transforma în căldură.

Din acest punct de vedere trebuie arătat că, dacă iniţial siliciul a stat la baza a numeroase prototipuri de celule, în ultimii ani se sesizează — corelat şi cu randamentul mereu mai înalt — apariţia unor noi materiale de tipul fosfurii de indiu (InP), arsenurii de galiu (AsGa), telururii de cadmiu (CdTe) şi sulfurii de cadmiu (CdS), materiale avînd banda interzisă în zona 1,25—1,45 eV primele trei, 2,4 eV ultimul material, valori pentru care randamentul de conversie prezintă un maxim (în jur de 1,5 eV) [14—18].

Dacă materialul este unul din factorii ce condiţionează performanţa, tehnologiile de realizare sînt cele ce impun la utilizator o celulă solară. În cazul siliciului „geometria" celulei, pătrat de diverse laturi, „scos" dintr-o bară de siliciu de diverse diametre (25—65 m), cu pierderi importante de material, a fost impusă de construcţiile de sateliţi, la care trebuiau realizaţi „factori de umplere" mari la panouri. Evident că, o geometrie pătrată sau dreptunghiulară era net favorabilă unei dispuneri pe panou, dar aceasta în detrimentul costului.

Se constată, în ultima perioadă, preocupări pentru creşterea diametrului lingoului de Si monocristalin şi reducerea grosimii celulei, punerea la punct a unor tehnologii vizînd depunerea de straturi subţiri de Si policristalin pe un substrat conductor, cu luarea în considerare a unei structuri optime a celulei.

Noi tipuri de joncţiuni pot sta la baza unor construcţii de celule într-un viitor nu îndepărtat; joncţiunile $p—n$ tip arsenură de galiu, heterojoncţiuni InP/CdS, CdTe/CdS şi siliciu amorf. Capacitatea arsenurii de galiu de a lucra la temperaturi superioare siliciului, va permite creşterea performanţelor celulelor solare.

Randamentele de conversie

Cu suficientă exactitate randamentele teoretice și experimentale obținute pe celule fotovoltaice sînt cele date în tabelul 3.

Tabelul 3

Randamente de conversie a unor celule fotovoltaice [11, 12, 13]

Materialul	Randamentul teoretic, %	Randamentul experimental, %
Si	22	10—15,6
InP	24	6
AsGa	26	10; 17,5
CdTe	23	7,2
CdS	18	8

Randamentul de conversie variază cu lățimea benzii interzise optime situîndu-se, așa cum s-a arătat, la 1,5 eV și temperatura camerei; trebuie reținut faptul că optimul se deplasează cu creșterea temperaturii ajungînd, spre exemplu, la 1,9 eV la 300°C.

Folosirea unor straturi antireflectante ca și a unor concentratori adecvați diverselor tipuri de celule solare, poate ameliora sensibil puterea furnizată de pilă și îmbunătăți randamentul.

Punerea la punct a unor noi tehnologii de fabricație pentru diversele tipuri de celule solare, realizate din materialele amintite, dezvoltarea unor noi soluții constructive privind celula, concentratorul și dispunerea pe panou, lasă să se întrevadă apropieri tot mai semnificative ale randamentelor experimentale de cele teoretice.

Elemente de analiză economică pentru celula solară și prețul kWh de energie produsă

Există puține date concludente privind costul unor echipamente de conversie, bazate pe utilizarea radiației solare — fie pentru celulă, fie pentru panou — din cauza aplicațiilor cu totul speciale ce s-au realizat. Faptul că în 1976 producția mondială de elemente fotovoltaice nu a depășit 200 kW, că ea a fost destinată în special pentru echiparea unor sateliți militari, de telecomunicații, vehicule lunare, sateliți meteorologici și mai puțin pentru aplicații terestre (balizaj, fascicule hertziene, alimentări echipamente în locuri depărtate, posturi telefonice de urgență, televiziunea educativă, pompaj apă, borne în derivă pentru măsurători), a făcut ca problema costului kW instalat și a kWh produs să fie mai puțin importantă decît performanța în sine, ceea ce a făcut ca și tehnologia de realizare să fie mai puțin axată și pe elementele de competitivitate cu alte surse clasice de energie.

Este un lucru cît se poate de clar că la nivelul de dezvoltare tehnologică a celulelor solare de astăzi, a seriilor de producție și a aplicațiilor, producerea de energie electrică prin conversia energiei solare cu ajutorul celulelor fotovoltaice este încă necompetitivă.

După Catier [12] în Franța, kW de energie realizat prin celule solare este de ordinul a 100 000 FF, iar costul energiei produse, 1 kWh = = 15 FF, valoare ce nu permite o generalizare industrială. Chiar la o producție de 500 MW celule prevăzute de ERDA pentru 1986, și la apariția unor tehnologii de mare productivitate, nu se va putea reduce costul kW decît la 2 500 FF, iar al kWh de energie produs la circa 1,5 FF/kWh, valori reprezentînd mai mult „speranță" decît realitate.

E. F. Schimdt [17] într-o analiză economică făcută, arată că investițiile necesare pentru a realiza 1 W, variază de la 10—50 DM/W, valorile mai reduse corespunzînd generatoarelor de putere mai mari (zeci și sute de kW). În aceste condiții costul kWh produs variază de la 10 DM/kWh pentru unitățile de mică putere, cu tendința de scădere pentru cele de putere ridicată.

H. Durand [20] analizînd viitorul celulelor solare bazate pe siliciu, din punctul de vedere al creșterii duratei de viață a purtătorilor, scăderii rezistivității serie sub 1 Ω cm (cu totul deosebit față de semiconductoarele necesare industriei electrice) și tragerii directe a siliciului în benzi monocristaline subțiri, anticipă că este posibil ca de la 20—30 $, watul instalat să coboare în 1980 la valori sub 10 $; în ceea ce privește costul kWh produs printr-un asemenea sistem, el are tendința de a scade: 1,2 $/kWh în 1975, iar odată cu apariția unor tehnologii moderne, la nivel de 1985 să ajungă sub 0,5 $/kWh.

Dacă se ia în considerare întreg sistemul de generare a electricității — celulă-panou-sistemele auxiliare de reglaj și transformare, așa cum au fost date în figura 4, problema devine și mai complicată din punct de vedere al structurii de preț. Studii economice dezvoltate de unii autori [21—23] încearcă să prindă toate aceste elemente cărora le adaugă o serie de parametri impuși de geometria construcției, dispoziția panourilor, parametrii radiației solare etc.; asupra analizei complete a sistemului, voi reveni într-o lucrare viitoare.

Probleme ce urmează a fi puse la punct în anii viitori

Pentru a face ca acest sistem direct de conversie a energiei solare în energie electrică să devină rentabil și competitiv în comparație cu alte surse „convenționale" de energie, se dezvoltă în prezent în majoritatea țărilor un număr important de programe, cu o varie-

tate impresionantă a tematicii abordate. Se precizează acest lucru, pentru a nu surprinde în cele ce urmează că nu se părăseşte nimic din direcţiile cunoscute, că unele se aprofundează în sensul optimizării lor, în timp ce altele constituie direcţii noi, cu un grad de risc important, în special în aprecierea termenului cînd soluţia poate fi economizată; toate în ansamblu, lasă să se întrevadă posibilitatea apariţiei unor rezultate spectaculoase, dar nu mai devreme de mijlocul-sfîrşitul deceniului viitor.

Siliciul va continua să rămînă unul din materialele utilizate pentru celulele solare. Cercetările vor fi conduse pe următoarele direcţii;

— realizarea unor rezistivităţi sub 1 Ω cm care să permită o coborîre sensibilă a pierderilor;

— obţinerea unor grosimi ale pastilelor sub 300 μm cît sînt cele actuale şi de suprafaţă mai mare. Se scontează pe apariţia unor diametre mai mari pentru lingouri;

— scăderea substanţială a preţului de revenire al pudrei de siliciu şi al energiei electrice necesare pentru tragerea monocristalului de siliciu, ceea ce, în final, poate conduce la preţuri sub 250 $/kg (în Franţa 1 200—3 000 FF/kg) şi odată cu aceasta posibilitatea de a reduce şi costul celulei solare. Preţul siliciului policristalin ar putea ajunge în deceniul următor la circa 50 FF/kg, ceea ce va avea influenţe pozitive asupra costului celulelor;

— elaborarea unor noi tehnologii de depunere a siliciului policristalin pe benzi, cu utilizarea unor tehnici de depuneri în straturi subţiri şi cu aceasta şi posibilitatea de a realiza celule rectangulare de dimensiuni mari, fără o prelucrare suplimentară a rondelelor, evitînd astfel pierderile importante de material ce influenţează negativ asupra preţului;

— creşterea duratei de viaţă a celulelor solare şi a rezistenţei lor la radiaţii. Trebuie menţionat că datorită temperaturilor mari de funcţionare a celulelor (60—120°C) durata de viaţă a celulelor montate pe sateliţii existenţi este de 3—7 ani [11], durată ce afectează costul kW produs.

Se sesizează în egală măsură dezvoltarea unor noi cercetări menite a realiza celule solare din materiale de tipul fosfurii de indiu (InP), arsenurii de galiu (AsGa), telururii de cadmiu (CdTe) şi sulfurii de cadmiu (CdS), materiale avînd banda interzisă în zona 1,25—2,4 eV. Cercetările urmează a rezolva următoarele:

— creşterea randamentelor de conversie apropiat de cele teoretice stabilite pentru fiecare;

— elaborarea unor tehnologii de mare productivitate care să permită reducerea costului kW instalat;

— creşterea rezistenţei la radiaţii, a duratei de viaţă şi posibilitatea de a funcţiona timp îndelungat cu concentratoare;

— elaborarea unor tehnologii simple de fabricare a panourilor de mari dimensiuni, producerea rapidă şi sigură a conexiunilor;

— realizarea unor sisteme de stocare a energiei ieftine şi cu mare durată de viaţă, care să poată asigura furnizarea cu energie a unor consumatori în zilele fără soare, ca şi a părţii de comandă şi reglaj a proceselor. Foarte importantă rămîne problema conceperii unor centrale hibride, pe baza conversiei energiei solare, cît şi a unor combustibili convenţionali;

— realizarea unor tehnologii de depuneri în straturi subţiri în vid;

— stabilirea unor tehnologii de control, fabricaţie şi măsurare a parametrilor cu mare precizie şi productivitate.

4. Concluzii

Utilizarea radiaţiei solare pentru a produce indirect (prin ciclu termodinamic clasic) sau direct (prin celule fotovoltaice) energie electrică, rămîne una din preocupările esenţiale ale lumii ştiinţifice.

Prima „filieră", aceea de producere a energiei electrice trecînd prin varianta „vapori" realizaţi prin încălzire solară, pare a fi, la această dată, capabilă de a ajunge la începutul deceniului următor, la costuri a kWh apropiat de acela obţinut prin alte tehnici convenţionale.

Cea de a doua „filieră", bazată pe utilizarea celulelor solare, este mult frînată în generalizare, datorită costului deosebit de ridicat al kW-instalat, rămînînd încă un apanaj al unor tehnici speciale (aerospaţiale, locuri îndepărtate etc.).

Este de aşteptat ca perfecţionările tehnologice ce se aduc astăzi şi se prevăd pentru anii următori să conducă la reducerea costurilor pentru celule şi panouri. Aceasta ar permite ca la nivelul viitorului deceniu să poată fi realizate sisteme operaţionale cu parametri economici acceptabili.

Rămîne încă de soluţionat modul de funcţionare a acestor „centrale solare", dat fiind caracterul aleator al radiaţiei solare, ceea ce impune găsirea unor soluţii mixte, hibride „energie solară-energie, obţinută prin combustibili convenţionali", "energie solară energie eoliană" etc.; rezultă evident caracterul de „centrală de vîrf" şi trebuie gîndită în continuare, integrarea ei în sistemul energetic.

În afara progreselor din domeniul materialelor din care se realizează celula, se impune găsirea unor soluţii tehnico-economice pentru sistemele de stocaj, fără de care implementarea sistemelor bazate pe utilizarea radiaţiei solare, poate fi întîrziată.

Conversia energiei solare în electricitate începe să depăşească starea de „promisiune", devenind tot mai semnificativ o „realitate".

Unele realizări o dovedesc. Perfecţionarea unor tehnologii, chiar la nivelul cunoştinţelor noastre de astăzi, poate transla rezultate obţinute pînă acum în domenii de înaltă tehnicitate (tehnica spaţială) spre domeniul producerii de energie care în timp — chiar la nivelul deceniului viitor — pot participa competitiv la balanţa energetică a unei ţări.

Bibliografie

[1] *F. E. Gardiol*: La Centrale hélioélectrique orbitale: rêve ou solution d'avenir. Bull ASE, 64 (1973), 19, p. 1175—1182.

[2] *Herwig, L.*: Review of the Solar Energy Program of the United States Energy Research and Development Administration. World Electrotechnical Congres, Moscow, 1977, rap. 5A — 10.

[3] *Abatut, I. L.*: Production d'éléctricité par conversion thermodynamique de l'énergie solaire. Projet 10 MWe. Revue de l'Energie, 1977, nr. 293, p. 231—238.

[4] *Francia, G.*: Chaudiers solaires pour hautes temperatures. World Electrotehnical Congress, Moscow 1977, rap. 5A—15.

[5] *C. Fourakis* şi *M. Severson*: Low — Profile Heliostat Design for Solar Central Receiver Systems. Solar Energy, vol. **19**, 1977, p. 343—356.

[6] Dr. *D. Moraru*, Dr. *R. Cramariuc*, Dr. *F. T. Tănăsescu*: Sisteme de comandă a oglinzilor. Doc. ICPE, 1977.

[7] *Oquidam, B.*: Capter l'énergie pour l'habitat. Aperçu sur la technologie des capteurs plans. Revue de l'Aluminium, 1977, nr. 464, p. 325—336.

[8] *Tatsuo, Tani* ş.a.: A Terrestrial Solar Energy Power Systems. Solar Energy, 1976, vol. **18**, nr. 14, p. 281—285.

[9] *Lidorenko, N. S.* ş.a.New Models of Solar Cells and Their Optimization Prospects. World Electrotechnical Congress, Moscow, 1977, rap. 5A—01.

[10] *G. S. Daletsky*, ş.a.: Solar Battery Development for Interplanetary Automatic Stations „Venus 9". „Venus 9" and for „Lunahod" Programe. World Electrotehnical Congress, Moscow, 1977, rap. 5A—12.

[11] *R. Kerr*: A New Generation in Space Power Sources. World Electrotechnical Congress, 1977, Moscow, rap. 5A — 11.

[12] *E. Catier*: La pile photovoltaique et ses applications. Electronique et applications industrielles 1977, nr. 247, p. 81—87.

[13] *S. Chang*: Conversion de l'Energie. Dunod — Paris — 1966.

[14] *Makoto, K.* ş.a.: Thin Film GaAlAs — GaAs solar Cells by Multiseeled Film Technology. World Electrotechnical Congress, Moscow, 1977, rap. 5A — 06.

[15] *I. I. Alferov*, ş.a.: Isledovanie po visokoefektivnim gheterofotopreobrazovateliam v sisteme GaAs — AlAs. World Electrotechnical Congress Moscow, 1977, rap. 5A — 04.

[16] *K. Rajkanam*, ş.a.: Application of Cu_2S in Solar Energy Conversion. World Electrotechnical Congress, Moscow, 1977, rap. 5A—09.

[17] *Schmidt, E. F.*: New Development Programs of Solar Generators for Space and Terrestrial Applications. World Electrotechnical Congress, Moscow, 1977, rap. 5A—13.

[18] * * * L'électricité solaire, état actuel de la technique. Le Journal de l'équipment électrique et électronique, 1977, nr. 412, p. 43—48.

[19] *C. Goradia* ş.a.: Recent Results on High Intensity Solar Cells with Vertical $p-n$ Functions. World Electrotechnical Congress, Moscow, 1977, rap. 5A—08.

[20] *H. Durand*: L'avenir des cellules solaires au silicium à usage terrestre. L'Onde Électrique, 1975, vol. **55**, nr. 3, p. 161—166.

[21] *Deb, S.* ş.a.: Matching of Solar Cells and Performance of a Solar Battery. Solar Energy, vol. **19**, 1977, 171—177.

[22] *Saif-ul Rehman*: Economic Competitiveness of Solar Energy with Conventional Fuels and Electricity. Solar Energy, vol. **18**, nr. 6, 1976.

[23] *Denton, I.*: Economic Analysis of Solar Total Energy Systems. Energy Conversion, 1977, vol. **16**, p. 199—204.

[24] *N. Weyss*: Quelques aspects de l'étude sur l'énergie solaire en Autriche illustrés par l'exemple des centrales d'énergie hybrides. Revue de l'Energie, 1977, dec. nr. 299, p. 573—583.

CZ 620.90

EFECT FOTOVOLTAIC
CELULE SOLARE

Celule solare semiconductoare

CRISTIAN CONSTANTINESCU* — Bucureşti

1. Efectul fotovoltaic

Celulele solare sînt dispozitive semiconductoare care transformă radiaţia solară în energie electrică. Caracteristica principală a celulelor solare este eficienţa conversiei, definită ca raportul între puterea electrică debitată maximă şi puterea radiaţiei incidente.

În prezent, celulele solare cel mai mult studiate şi care au ajuns în stadiul aplicaţiilor sînt celulele cu joncţiune sau heterojoncţiune $p-n$.

În figura 1 se prezintă schematic o celulă solară cu joncţiune $p-n$. Contactul metalic superior se realizează sub forma unei grile colectoare. Cele două contacte metalice trebuie să fie ohmice, iar rezistenţa de contact trebuie să fie cît mai mică.

Funcţionarea celulelor solare se bazează pe efectul fotovoltaic, care constă în următoarele: la iluminarea joncţiunii cu fotoni de

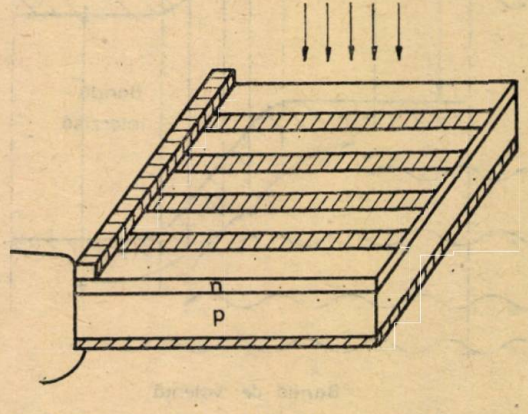


Fig. 1. Construcţia unei celule solare cu joncţiune $p-n$.

* Dr. *Constantinescu, Cr.* este profesor la facultatea de fizică şi şef de laborator la Inst. de fiz. şi tehn. materialelor — Bucureşti.

energie superioară lărgimii benzii interzise a semiconductorului, Eg, se generează perechi de fotopurtători electroni-goluri. Dacă distanţa de la punctul de generare pînă la joncţiunea $p-n$ este mai mică decît lungimea de difuzie L (distanţa pînă la care concentraţia fotopurtătorilor scade de e ori, datorită recombinării, $\Delta n \sim e^{-\frac{x}{L}}$), atunci fotopurtătorii pot ajunge prin difuzie pînă la joncţiune. Aici există o barieră de potenţial şi un cîmp intern $\vec{\mathcal{E}}_{int}$ care separă fotopurtătorii, electronii fiind antrenaţi în regiunea N, iar golurile în regiunea P, astfel că cele două regiuni se încarcă negativ şi respectiv pozitiv, iar la bornele celulei apare o tensiune fotoelectrică V şi un fotocurent I_F în circuitul extern. Aceste procese se ilustrează în figura 2 cu ajutorul schemei joncţiunii $p-n$ şi al diagramei benzilor de energie.

Calculul fotocurentului I_F se bazează pe rezolvarea ecuaţiilor de difuzie — continuitate pentru electroni şi goluri. Se obţine astfel o expresie foarte complicată, dar I_F se poate deduce şi direct: dacă N_f este numărul de fotoni incidenţi pe secundă, pe cm², cu energie superioară benzii interzise, $(1-R)N_f$ este numărul de fotoni care nu se reflectă (R — coeficientul de reflexie), $(1-R)(1-e^{-\alpha l})$. N_f este numărul de fotoni absorbiţi pe distanţa 1, iar $\alpha = \alpha(\lambda)$ este coeficientul de absorbţie. Din fotonii absorbiţi numai o fracţiune η_c (randamentul cuantic) crează perechi de purtători, iar fracţiunea Q_c (factor de colectare) ajunge la joncţiune, putînd crea un curent în circuitul extern. Curentul este deci:

$$I_F = eQ_c(1-R)(1-e^{-\alpha l})N_f. \qquad (1)$$

Factorul de colectare are o formă complicată ca funcţie de geometria celulei, lungimile de difuzie, coeficientul de absorbţie, lungimea de undă, viteza de recombinare superficială etc. [1]. Expresia (1) descrie deci şi spectrul fotocurentului. La circuit deschis, sau cînd rezistenţa de sarcină R_L este mult mai mare decît rezistenţa internă R, curentul în circuitul extern este practic nul, iar tensiunea la borne este maximă V_0. În regim de scurtcircuit, cînd $R_L \ll R$, tensiunea la borne este nulă şi curentul în circuitul extern este maxim I_{sc}.

Fotocurentul are acelaşi sens cu curentul „invers" al joncţiunii $p-n$, în timp ce tensiunea fotoelectrică care ia naştere prin iluminare corespunde ca sens, unei polarizări directe a joncţiunii $p-n$. Aceasta are ca rezultat apariţia unui curent de injecţie (direct) prin joncţiune, de sens contrar fotocurentului. Prin urmare, curentul total în fotocelulă se scrie ca:

$$I = I_s(e^{\frac{eV}{kT}} - 1) - I_F, \qquad (2)$$

unde I_s este curentul de saturaţie.

Această ecuaţie poate fi interpretată cu ajutorul schemei echivalente a fotocelulei, prezentate în figura 3.

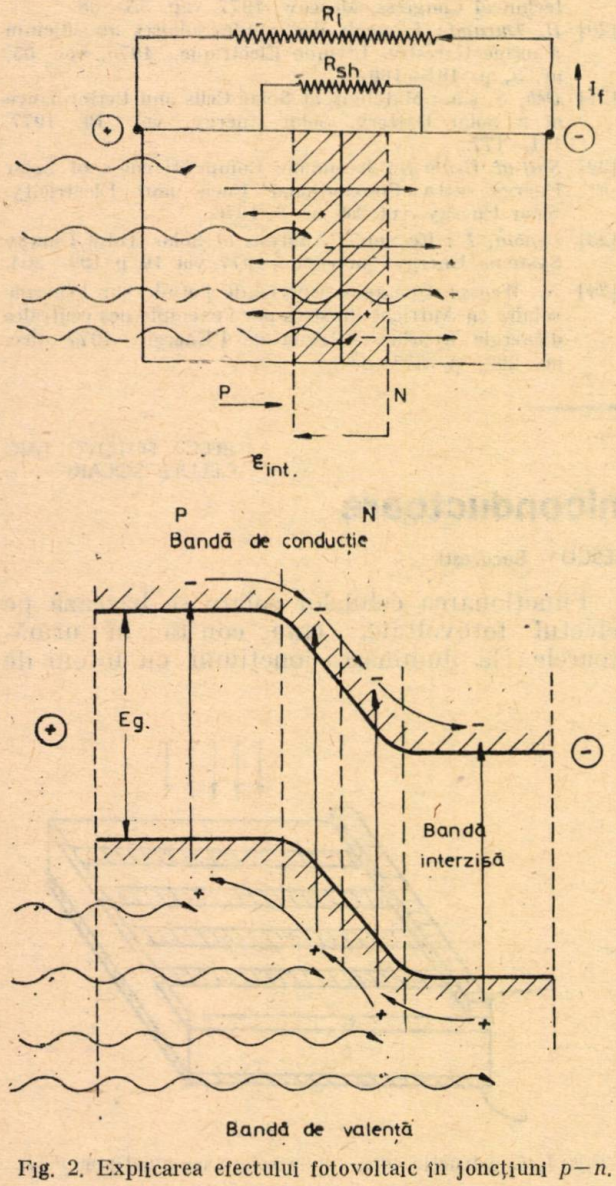


Fig. 2. Explicarea efectului fotovoltaic în joncţiuni $p-n$.

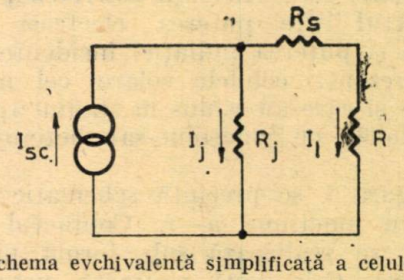


Fig. 3. Schema evchivalentă simplificată a celulei solare.

Fotoefectul este reprezentat prin generatorul de curent I_F; R_j este rezistenţa diferenţială a joncţiunii $p-n$ prin care trece curentul de injecţie I_j, iar R_s este rezistenţa serie, determinată mai ales de rezistenţele de contact.

Cu această schemă, aplicînd legea Kirchhoff, se obţine curentul prin sarcina R_L:

$I = I_L = I_j - I_F$, care coincide cu (2).

Schema din figura 3 este simplificată, fiind neglijată rezistenţa de scurgeri a joncţiunii (în paralel cu aceasta) R_{sh}. Luînd în consideraţie R_{sh} şi faptul că pe joncţiune nu cade tensiunea la borne V, ci $V - R_sI$, (2) se scrie:

$$I = I_s\left(e^{\frac{e(V-R_sI)}{AkT}} - 1\right) + \frac{V}{R_{sh}} - I_F. \qquad (3)$$

Mărimea A variază între 1 şi 2 şi joacă rolul unui factor de calitate a joncţiunii. Pentru joncţiuni ideale de tip Shockley, în care recombinarea are loc în afara stratului de baraj, $A = 1$, iar cînd recombinarea are loc numai în stratul de baraj, $A = 2$.

Calculul şi experienţa arată că, spre deosebire de rezistenţa serie, rezistenţa de scurgere nu joacă un rol important, fiind relativ uşor de realizat practic joncţiuni cu R_{sh} de peste $10^3\ \Omega$. În acest caz se pot neglija R_{sh} din schema echivalentă şi termenul V/R_{sh} din (3).

În cazul ideal, tensiunea la circuit deschis ($R_L = \infty$) se obţine din (2), pentru $I = 0$:

$$V_0 = \frac{KT}{e}\ln\left(\frac{I_F}{I_s} + 1\right). \qquad (4)$$

Deoarece curentul de saturaţie I_s scade cu creşterea benzii interzise, V_0 va creşte cu E_g. De exemplu, pentru E_g cuprinsă între 1 şi 2,5 eV (E_g(Si) = 1,1 eV, E_g(GaAs) = 1,4 eV, E_g(CdS) =2,4 eV), factorul de tensiune (voltage factor) $VF = \frac{V_0}{E_g}$ creşte monoton între 0,6 şi 0,8.

În regim de scurtcircuit ($V = 0$), din (2) rezultă:

$$I = I_{sc} = -I_F. \qquad (5)$$

2. Eficienţa conversiei

În figura 4 se prezintă caracteristicile $I-V$ date de (2) la întuneric şi iluminare. Se observă că prin iluminare, caracteristica trece prin cadranul al IV-lea, adică celula poate furniza putere ($P < 0$!). Puterea maximă ce poate fi extrasă corespunde patrulaterului de arie maximă înscris sub curbă, $P_m = I_mV_m$. Se defineşte un factor de umplere sau factor de formă raportul $FF = I_mV_m/I_{sc}V_0\eta$, care, de asemenea, reprezintă o caracteristică a celulei. FF atinge valori de 0,80—0,85 la celule din Si şi GaAs şi de aproximativ 0,65 la cele din CdS — Cu_2S.

Pentru joncţiunea ideală P_m se poate găsi din condiţia de maxim al produsului IV, $\frac{\partial}{\partial v}(IV) = 0$, unde I este dat de (1). Eficienţa de conversie $\eta = \frac{Pm}{Pin}$ este dată de o expresie complicată. Ea reprezintă o curbă cu un

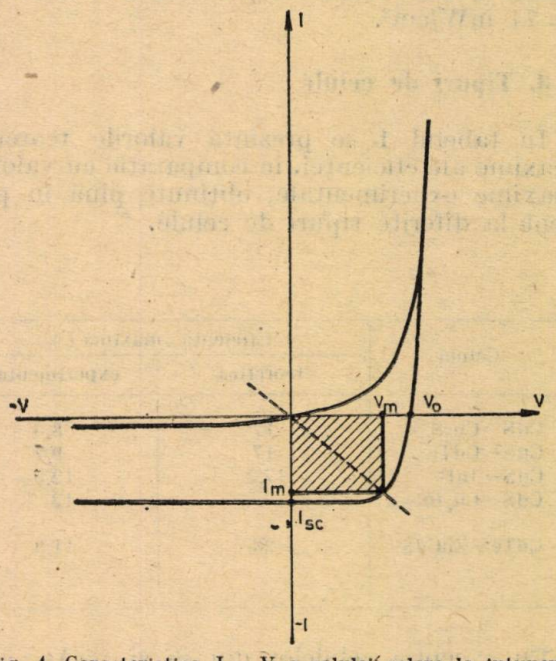


Fig. 4. Caracteristica I — V a celulei solare la întuneric şi iluminare.

maxim de funcţie de lărgimea benzii interzise. Maximul eficienţei este situat la $E_g \simeq \simeq 1{,}4\ eV$ în vecinătatea temperaturii camerei şi se deplasează către valori mai mari cu creşterea temperaturii. În cazul general, cînd se iau în consideraţie R_s, $\alpha(\lambda)$, corecţii de absorbţie şi reflexie etc., teoria devine foarte complicată şi rezolvarea ecuaţiilor pentru eficienţă se poate face numai numeric folosind şi date experimentale pentru unele mărimi. Se ţine seama, de asemenea, de influenţa atmosferei asupra dependenţei spectrale a radiaţiei solare incidente (datorită absorbţiei luminii de către gazele din atmosferă) prin lungimea drumului optic parcurs de lumină, definit ca $m = \frac{1}{\cos z}$, unde z este unghiul soare-zenit [1]. De exemplu, pentru nivelul mării şi soare la zenit $z = 0$ şi $m = 1$ (lumina străbate o singură dată atmosfera). Pentru nivelul mării şi $z = 60°$, $m = 2$, adică lumina parcurge în atmosferă dublul grosimii acesteia. De regulă, aceste corecţii se exprimă în termeni de „masă a aerului" AM 1, AM 2, respectiv AM 0. Radiaţia solară incidentă este modificată şi de vaporii de apă din atmosferă, care pot absorbi lumina în anumite domenii spectrale. Acest efect este luat în consideraţie printr-un factor w care exprimă numărul de cm de apă precipitabilă conţinută în atmosferă.

Factorii de mai sus afectează puterea incidentă prin modificarea fluxului de fotoni incidenţi şi energia lor medie. Există tabele cu aceste mărimi în funcţie de m şi w. De exemplu, în timp ce pentru AM 0 constanta solară $Pin = 195{,}3$ mW/cm², la AM 2 $Pin = 74$ mW/cm².

3. Tipuri de celule

În tabelul 1 se prezintă valorile teoretice maxime ale eficienţei, în comparaţie cu valorile maxime experimentale, obţinute pînă în prezent la diferite tipuri de celule.

mai slabă decît în cazul tranziţiilor directe sau „verticale" (fără participarea fononilor), care au loc cînd extremele benzilor se găsesc la aceeaşi valoare a lui $\vec{k}$ şi anume la $\vec{k} = 0$ ca în cazul GaAs (fig. 5a).

În plus, deoarece densitatea medie a fononilor depinde puternic de temperatură, fiind dată de funcţia Bose-Einstein, absorbţia, şi deci şi fotoefectul în Si, depinde de asemenea de temperatură, spre deosebire de cazul GaAs, unde acestea depind mult mai slab de temperatură. Totuşi, în timp ce absorbţia mai slabă şi dependenţa ei de temperatură constituie dezavantaje pentru celulele din Si, variaţia

Tabelul 1

Celula	Eficienţa maximă (%)		Celula	Eficienţa maximă (%)	
	teoretică	experimentală		teoretică	experimentală
$CdS-Cu_2S$	17	8,5	ZnSe—CdTe	21	12,5
CdS—CdTe	17	9,7	ZnTe—CdRe	14	5,8
CdS—InP	17,2	12,5	ZnTe—CdSe	6	1
$CdS-Cu_2InSe_2$	—	12	Si	22	16
			GaAs	25	14
CdTe—ZnCdS	23	11,5	GaAs—AlGaAs	—	24 (cu concentrare)

Cu excepţia celulelor din Si şi GaAs, care sînt cu joncţiuni $p-n$, celelalte tipuri de celule din tabel sînt celule cu heterojoncţiuni $p-n$. Din tabel se remarcă, în primul rînd, celulele din Si, GaAs şi GaAs — AlGaAs prin valoarea eficienţei.

Celulele din Si sînt cele mai răspîndite în prezent, asupra lor fiind concentrat principalul efort de cercetare şi dezvoltare, dată fiind gama largă de avantaje foarte importante pe care le prezintă şi dintre care se citează abundenţa materialului, perfecţiunea atinsă în tehnologiile actuale ale dispozitivelor cu Si, eficienţa relativ ridicată etc. Pe de altă parte, trebuie menţionate complexitatea şi costul ridicat al tehnologiei bazate pe monocristale de Si, sau faptul că celulele din Si nu pot funcţiona la concentrarea puternică a radiaţiei solare în vederea reducerii ariei totale a bateriilor solare, precum şi unele aspecte ale conversiei determinate de structura benzilor energetice. Astfel, Si prezintă o structură de benzi „indirectă" adică în diagrama energie funcţie de vectorul de undă $\vec{k}$ (sau de impuls $\vec{p} = \hbar\vec{k}$) $E(\vec{k})$, minimul benzii de conducţie şi maximul benzii de valenţă nu se găsesc în acelaşi punct al zonei Brillouin, adică la aceleaşi valori ale lui $\vec{k}$ (fig. 5 *b*). În acest caz tranziţiile optice de absorbţie a luminii au loc cu participarea fononilor (emisia sau absorbţia fononilor de energie E_f) pentru a se îndeplini condiţia de conservare a impulsului. Aceasta face ca absorbţia să fie cu aproximativ un ordin de mărime mai lentă a coeficientului de absorbţie cu lungimea de undă constituie un avantaj faţă de GaAs deoarece lumina pătrunde mai adînc în material şi se colectează astfel o regiune mai largă din spectrul solar.

Cercetările asupra celulelor solare din Si urmăresc, în continuare, mărirea eficienţei,

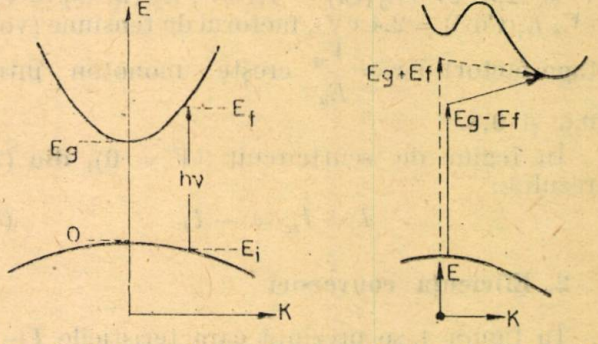


Fig. 5. Structuri de benzi şi tranziţii directe (*a*) şi indirecte (*b*).

dar mai ales simplificarea tehnologiei şi micşorarea preţului de cost prin folosirea Si policristalin sau amorf, mult mai ieftin.

La celulele obţinute din aceste materiale s-au obţinut pînă în prezent în unele ţări rezultate mai mult decît încurajatoare, atingîndu-se eficienţe de conversie de aproape 10%.

Celulele din GaAs — AlGaAs, deşi au un preţ de cost încă mai ridicat decît cele din Si, prezintă reale perspective pentru utilizări speciale. În plus, aceste celule, spre deosebire de cele din Si, pot funcţiona cu eficienţă ridicată

(peste 18%) în regim de concentrare puternică (mii de ori) a radiației solare. În acest caz aria bateriilor și panourilor solare poate fi redusă considerabil, ea fiind acoperită cu concentratoare din sticlă sau mase plastice, mult mai ieftine decît materialul semiconductor, ceea ce poate asigura în viitor folosirea competitivă a acestor celule. Dintre rezultatele de vîrf la celulele din GaAs—AlGaAs se menționează cele comunicate în [2], în care s-a obținut, în condiții de laborator, o putere de 24 W/cm² la o celulă cu diametrul de 0,42 cm, și la o concentrație de 1 735 ori a radiației solare. Eficiența a fost, în acest caz, de 19,1%.

Evaluările efectuate de autorii citați arată că, de exemplu, o stație de 10 MW putere de vîrf poate fi obținută, în principiu, folosind panouri solare din astfel de celule în regim de concentrare, cu aria de numai 42 m², în compa ație cu 5 ha cît ar fi necesar în cazul celulelor din Si, fără concentrare, pentru aceiași putere. Bineînțeles, aceste evaluări sînt prea optimiste, celulele din Si rămînînd în atenție datorită avantajelor importante menționate mai sus.

În afară de celulele din Si și GaAs— AlGaAs, de multă atenție se bucură în prezent și celulele din $CdS—Cu_2S$, datorită costului redus al materialelor și simplității tehnologiei. Acest tip de celule se realizează din materiale policristaline sub formă de straturi subțiri Cu_2S — CdS, depuse pe diferiți suporți, sticlă, plastic, metal. Eficiența maximă de 8,5% a fost atinsă la celule în care stratul de CdS de tip N a fost depus prin evaporare în vid, iar stratul de P—Cu_2S pe cale chimică. În ultimii ani se încearcă o serie de tehnologii noi, ca de exemplu depunerea straturilor prin tehnica „spray", foarte simplă și ieftină și care permite obținerea unor celule și baterii de arie mare. Deși pînă în prezent eficiența acestor celule este relativ scăzută se speră ca în viitorii ani să se atingă și să se depășească 10%, ceea ce face ca celulele din CdS—Cu_2S să devină extrem de competitive.

4. Celule solare din GaAs—AlGaAs

În cele ce urmează se vor prezenta o serie de rezultate obținute la IFTM asupra celulelor solare cu heterojoncțiuni GaAs—AlGaAs, în cadrul programului de cercetare asupra conversiei energiei solare coordonat de CNST și ICPE.

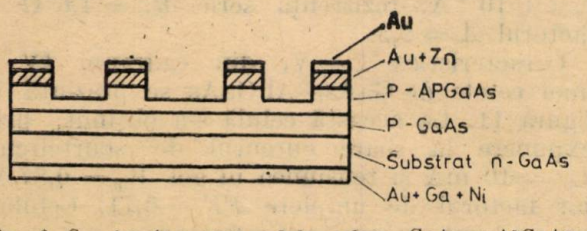


Fig. 6. Construcția unei celule solare GaAs — AlGaAs.

Structura unei celule solare de acest tip este arătată în figura 6.

Eficiența ridicată a acestui tip de celule se bazează în principal pe: 1 — structura directă de benzi a GaAs; 2 — valoarea favorabilă a lărgimii benzii interzise, apropiată de cea corespunzătoare maximului teoretic al eficienței; 3 — absorbția puternică a luminii și mobilitatea ridicată a purtătorilor în GaAs și 4 — efectul „de fereastră". După cum se vede din tabelul 1 eficiența celulelor cu homojoncțiuni GaAs—GaAs nu o depășește pe cea a Si, adică primii trei factori de mai sus nu se realizează în celule din GaAs. Aceasta se datorește faptului că la GaAs absorbția luminii în domeniul spectral interesant are loc pe o grosime foarte mică, astfel că generarea fotopurtătorilor se face în vecinătatea suprafeței unde există pierderi importante datorită recombinării superficiale (pe stările de suprafață), ceea ce provoacă micșorarea considerabilă a eficienței. Există, în cazul de față, o cale de a reduce în foarte mare măsură pierderile prin recombinarea superficială și anume creșterea epitaxială din fază lichidă pe stratul p—GaAs al unui strat monocristalin $Al_xGa_{1-x}As$.

Epitaxia lichidă înseamnă aducerea unei topituri cu o anumită compoziție ($p—Al_xGa_{1-x}As$) peste o plachetă monocristalină (p — GaAs), menținerea ei la T = const, pentru un timp bine determinat, în care topitura dizolvă stratul de suprafață deteriorat al plachetei, apoi răcirea sistemului după un anumit program. La răcire are loc creșterea unui strat monocristalin, placheta servind ca germene, cu o compoziție determinată de compoziția inițială a topiturii, regimul termic și alți factori. În acest mod la interfața AlGaAs—GaAs au fost eliminate stările de suprafață. Deoarece efectul fotovoltaic are loc la joncțiunea p—GaAs—nGaAs, lumina trebuie să pătrundă fără pierderi cît mai aproape de această joncțiune, adică stratul de $Al_xGa_{1-x}As$ trebuie să fie subțire, iar lărgimea benzii interzise cît mai mare față de cea a GaAs. Lărgimea benzii interzise în $Al_xGa_{1-x}As$ variază aproape liniar cu conținutul de Al, adică cu x, între 1,4 eV pentru $x = 0$ (GaAs) și 2,16 eV pentru $x = 1$ (AlAs). Astfel, stabilind anumite compoziții se poate realiza un strat „fereastră" din AlGaAs și o celulă a cărei diagramă de benzi este prezentată în figura 7.

Astfel de celule au fost realizate la IF M folosind ca substrat plachete monocristaline de n—GaAs, tăiate din lingouri crescute prin metoda Bridgeman. Pe acestea s-au crescut succesiv strate epitaxiale de n — GaAs, p— GaAs și p—Al Ga As cu diferite grosimi și compoziții. Contactele ohmice s-au realizat din aliaje sinterizate, rețea Au + Zn pe p—AlGaAs și Au + Ge + Ni pe stratul de n—GaAs.

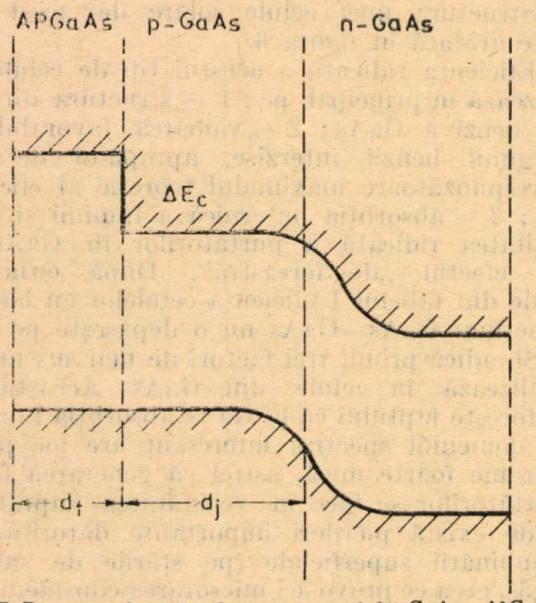


Fig. 7. Diagrama benzilor de energie a celulei GaAs—AlGaAs.

Reţeaua cu structură mesa din figura 6 s-a obţinut prin tehnici fotolitografice.

În această fază a cercetărilor s-a urmărit, în principal, îmbunătăţirea caracteristicilor I—V, obţinerea unui factor de umplere FF ridicat, extinderea efectului de fereastră şi îmbunătăţirea colectării.

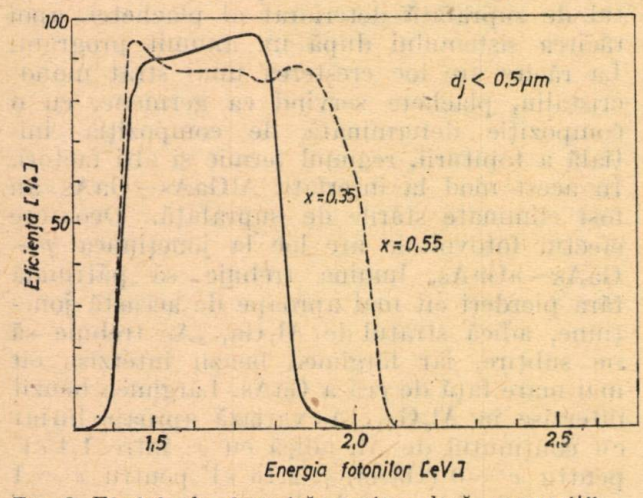


Fig. 8. Efectul de fereastră pentru două compoziţii.

În figura 8 se ilustrează extinderea efectului de fereastră la două celule, prin deplasarea pragului spectral spre energii mari, ca urmare, a creşterii conţinutului de Al în $Al_x Ga_{1-x} As$ de la $x = 0{,}35$ la $x = 0{,}55$.

Îmbunătăţirea colectării prin variaţia distanţei d_j între interfaţă şi joncţiunea $p-n$ este prezentată în figura 9 pentru $d_j = 8$ μm şi $d_j = 3$ μm, în comparaţie cu figura 8, unde $d_j < 0{,}5$ μm.

Caracteristica I — V la scară semilogaritmică ($\log I = f(V)$) este prezentată în figura

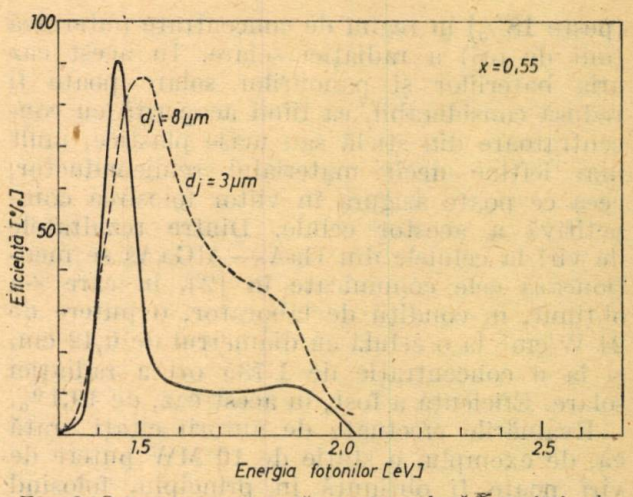


Fig. 9. Colectarea spectrală pentru două grosimi d_j.

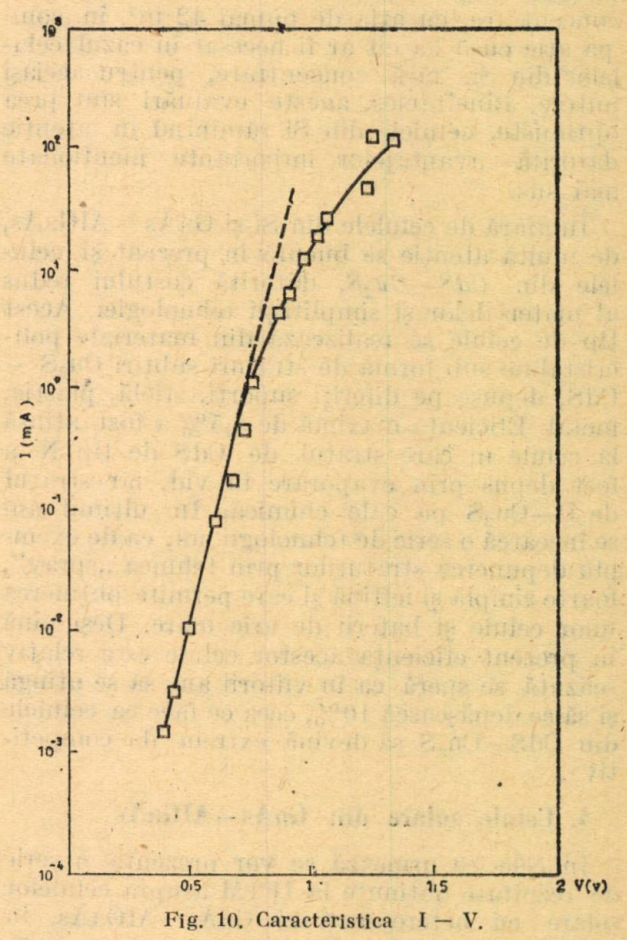


Fig. 10. Caracteristica I — V.

10. Prin analiza acestei caracteristici la calculator s-au determinat: curentul de saturaţie $I_s = 4 \cdot 10^{-9}$ A, rezistenţa serie $R_s = 4{,}6\ \Omega$ şi factorul $A = 2{,}3$.

Caracteristica I — V, din cadranul IV a unei celule de GaAs—Al GaAs se prezintă în figura 11. La această celulă s-a obţinut, prin expunere la soare curentul de scurtcircuit $I_{sc} = 10$ mA şi tensiunea în gol $V_0 = 0{,}87$ V, iar factorul de umplere $FF = 0{,}71$. Celulele nu au avut straturi antireflectante.

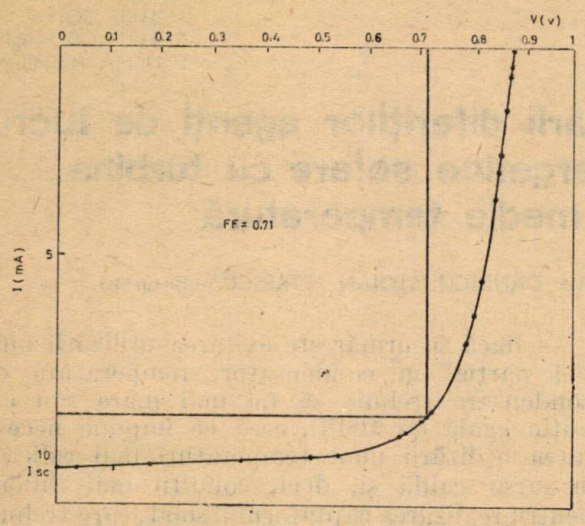


Fig. 11. Caracteristica I — V din cadranul IV.

Prin încercări asupra funcționării în regim de concentrare cu un factor de concentrare de aproximativ 60 ori, s-au obținut densități de curent de aproape 700 mA.

Cercetările noastre urmăresc în continuare creșterea eficienței prin extinderea spre energii mai mari a pragului fotoefectului (cu x mai mari), reducerea rezistenței serie (importantă mai ales în regim de concentrare) și asigurarea disipării termice la concentrări mari. Avînd în vedere că aceste celule la concentrare puternică pot funcționa în bune condiții pînă la temperaturi de peste 200°C, se examinează și posibilitatea utilizării căldurii dezvoltate în celulă prin cuplarea ei cu termoelemente semiconductoare.

O problemă cu caracter principal, nerezolvată încă pentru heterojoncțiuni în general, este aceea a mecanismului dominat al curentului în heterojoncțiuni. Spre deosebire de cazul homojoncțiunilor, datorită discontinuităților din diagrama energetică, în heterojoncțiuni pot apare diferite mecanisme ale curentului, de exemplu termice, tunel, de recombinare radiantă etc., care modifică considerabil cracteristica I—V [3]. În heterojoncțiuni pot apare, de asemenea, fotocurenți negativi [4], efecte de comutare [5], sau fenomene specifice nivelului de injecție ridicat, importante pentru regimul de concentrare puternică a radiației. Toate acestea pot afecta considerabil eficiența conversiei fotovoltaice și necesită, pentru elucidarea lor, studii sistematice de laborator.

5. Considerații economice asupra conversiei fotovoltaice

Este evident că conversia energiei solare în energie electrică sau în alte forme nu poate rezolva problema energiei viitorului în general. Totuși, așa cum arată studiile de prognoză din diferite țări, conversia energiei solare este capabilă să asigure o parte însemnată din necesitățile totale de energie în viitoarele decenii. Astfel, conform planurilor de perspectivă ale ERDA (Agenția de cercetare și dezvoltare în domeniul energiei din SUA), tehnologiile solare vor putea asigura pînă în jurul anului 2020 aproximativ 25% din necesitățile *totale* de energie ale acestei țări, ceea ce constituie, în valoare absolută, o cifră impresionantă. Dintre tipurile de conversie directă a energiei solare în energie electrică, conform acelorași planuri, conversia fotovoltaică va depăși în SUA celelalte tipuri de conversie directă și va cunoaște o evoluție rapidă. Astfel, puterea electrică anuală obținută prin conversie fotovoltaică va atinge 0,5 GW în 1985, 30 GW în anul 2000 și 80 GW în anul 2020.

În ceea ce privește costurile pe Watt instalat, evaluările efectuate de ERDA arată că acestea vor putea ajunge la sub 2 dolari/W în 1986 și vor scădea în continuare pînă la circa 5 cenți/W la celule solare cu straturi subțiri policristaline.

Se consideră, în general, posibilă și eficientă utilizarea energiei solare în țările și regiunile cu o însorire de peste 1 500 ore/an. Din acest punct de vedere țara noastră este situată favorabil avînd o însorire între 2 000—2 400 ore/an (2 400 ore/an în deltă). Aceasta face ca studiile asupra conversiei energiei solare în diverse forme de energie să prezinte reale perspective practice în țara noastră.

Bibliografie

[1] *Hovel, H. J.* Solar cells. Semiconductors and semimetals, vol. **11** New York, Ed. by R. K. Willardson and A. C. Beer, Academic Press, New York 1975.

[2] *James, L. W.* and *Moon, R. L.* GaAs concentrator solar cells. In : IEEE Photovoltaic Specialists Conference 1975; 402.

[3] *Constantinescu, Cr.* Electrical transport in GaAs—GaAlAs heterojunctions, in semiconductor sources of electromagnetic Radiation. Ed. by M.A. Herman, Polish Academy of Sciences, Warszawa, 1976, p. 67.

[4] *Constantinescu, Cr.* și col. Spike-notch structure of (AlGa)As heterojunctions. In : Proc. IEEE—ED, vol. **23**, Nr. 1, p. 37, 1976.

[5] *Constantinescu, Cr.* și colab. Negative photocurrent in GaAs — (AlGa)As heterojunctions solid — state electronics vol. **18**, 1975, p. 215.

CZ 621.363

MOTOR SOLAR
AGENȚI DE LUCRU
SCHEMA TERMICĂ

Studiu privind oportunitatea utilizării diferiților agenți de lucru în cazul instalațiilor termoenergetice solare cu turbine cu vapori de joasă și medie temperatură

MARIETA GRIGORIU, STANCA TRIFAN, ALEXANDRU DĂNESCU, STOIAN PETRESCU*—București

Perspectivele realizării și utilizării de instalații termoenergetice solare autonome cu o putere electrică instalată de 1—10 kW, de temperatură joasă (80—150°C) sau medie (200—300°C), sînt dependente de posibilitățile de execuție la un preț de cost convenabil a unor captatoare a radiației solare, cu sau fără concentrare. Complexitatea, mărimea și costul captatoarelor (cu sau fără concentrare) depind direct de realizarea de instalații pentru transformarea energiei termice captate în energie mecanică cu randamente cît mai mari, la temperaturi de lucru ale agentului relativ scăzute (80—150°C) sau medii (200—300°C).

Una dintre metodele de transformare a căldurii, obținute în captatoarele solare, în energie mecanică constă în realizarea unor instalații termoenergetice cu turbine cu vapori, folosind un agent termic de lucru la o tempertură joasă (80°—150°C) sau medie (200—300°C).

Trebuie remarcat însă că, la puteri mici ale instalațiilor termoenergetice solare, rezultă debite de agent de lucru reduse, ceea ce conduce la dificultăți de execuție a turbinelor de vapori, precum și a pompelor de alimentare a vaporizatorului instalației. În consecință, în instalațiile energetice solare autonome de putere mică se utilizează încă mașina cu piston ca mijloc de producere a energiei mecanice.

Studiul de față își propune o analiză comparativă a posibilităților de utilizare a diferiților agenți de lucru în turbina cu vapori, precum și a diferitelor scheme posibile de instalații termoenergetice, pentru a stabili care dintre acestea sînt cele mai indicate, funcție de natura agentului de lucru și de domeniul de temperaturi realizat în captatorul solar.

Astfel, s-au efectuat calcule de determinare a randamentelor și a elementelor de bilanț termic pentru cazul utilizării vaporilor de apă, hidrocarburilor și agenților frigorifici în instalații termoenergetice solare de joasă și medie temperatură.

Vaporii de apă, utilizați ca agent de lucru în instalațiile termoenergetice solare cu turbine, prezintă avantajele de a nu fi toxici, inflamabili și explozibili, dar, în același timp, conduc la o serie de dificultăți și anume:

— dacă se urmărește evitarea utilizării unui vid parțial în condensator, temperatura de condensare trebuie să fie mai mare sau cel puțin egală cu 100°C, ceea ce impune necesitatea utilizării unor temperaturi mai ridicate la sursa caldă și, deci, condiții mai dificile pentru realizarea captatorului solar, care trebuie să fie neapărat cu concentrator, avînd performanțe destul de ridicate (coeficient de concentrare peste 30);

— în cazul în care se utilizează o temperatură de condensare în jur de 100°C rezultă o cantitate de apă de răcire a condensatorului la temperatură ridicată. Aceasta conduce la necesitatea găsirii de soluții tehnice pentru utilizarea rațională a unei asemenea cantități de apă caldă;

— pentru a se putea utiliza temperaturi sub 100°C la sursa caldă (temperaturi realizabile cu ușurință în instalațiile solare cu captatoare plane) rezultă că întreaga instalație trebuie să funcționeze în regim de depresiune, ceea ce implică condiții mai dificile pentru realizarea constructivă a etanșării și menținerii vidului în instalație și necesită pompă de condens.

Datorită dificultăților legate de utilizarea vaporilor de apă ca agent de lucru în instalațiile termoenergetice solare de joasă și medie temperatură, se impune studierea posibilităților de utilizare a unor agenți care să prezinte temperaturi mai scăzute la vaporizator atît la presiuni moderate, cît și la presiuni egale sau mai mari decît presiunea amosferică la condensator, pentru cazul uzual al răcirii condensatorului cu apă rece sau cu aer. Astfel, s-au studiat cazurile utilizării unor hidrocarburi și a agenților frigorifici.

Dintre hidrocarburi s-au luat în considerare butanul și pentanul, care sînt condensabile la presiuni superioare presiunii atmosferice la temperatura mediului ambiant (corespunzătoare răcirii cu apă sau aer la condensator).

Ca dezavantaj al utilizării hidrocarburilor este de menționat caracterul lor inflamabil și explozibil, ceea ce implică utilizarea de soluții tehnice pentru asigurarea unei bune etanșări a instalațiilor.

Dintre agenții frigorifici s-au luat în studiu cei care prezintă valori ale temperaturii punc-

* Dr. ing. *Grigoriu, M.* și *Trifan, S.* sînt șefi de lucrări, dr. ing. *Dănescu, Al.* — profesor, dr. ing. *Petrescu Șt.* — conferențiar la Institutul politehnic — București.

tului critic superioare temperaturii mediului ambiant și valori ale presiunii la condensator egale sau mai mari decît presiunea atmosferică, pentru cazul condensării la temperatura mediului ambiant, în scopul evitării funcționării instalației în depresiune.

Pentru a putea trage concluzii comparative cu privire la posibilitățile pe care le oferă agenții menționați și la domeniile de presiuni și temperaturi care sînt cele mai corespunzătoare de utilizat în aceste instalații, s-a efectuat calculul termic al unei instalații cu turbină de vapori, funcționînd după un ciclu clasic cu sau fără recuperare, dezvoltînd o putere efectivă de 1 kW. Această putere s-a considerat că poate fi utilizată pentru obținerea de energie electrică sau pentru antrenarea unei pompe de apă folosită la irigații.

Pentru fiecare agent s-au considerat cîte două regimuri de presiuni și temperaturi, alese astfel încît să fie cuprinse în domeniul de temperaturi ușor realizabile cu concentratoare solare de tipul cilindro-parabolice.

Plecînd de la aceste considerente au rezultat o serie de variante, pentru care s-au calculat următoarele caracteristici:

η_{ef} — randamentul efectiv;

η_c — randamentul ciclului Carnot, funcționînd între temperatura t_1 (la sursa caldă) și temperatura mediului ambiant ($T_{amb} = 300$ K);

$\dot{Q}_{sc}$ — fluxul de căldură ce trebuie furnizat de captatorul solar;

D — debitul de abur, exprimat în kg/h;

$\dot{V}_1$ — debitul volumic de vapori la intrarea în turbină;

P_{pa} — puterea necesară antrenării pompei de alimentare a vaporizatorului instalației (pompa notată P_a în fig. 1);

$\eta_{tot} = \eta_{ef}\eta_{capt}$ — randamentul total al instalației inclusiv randamentul captatorului (η_{capt})

$\pi_{ef} = \eta_{ef}/\eta_c$ — randamentul exergetic efectiv, exprimînd gradul de transformare a exergiei căldurii în lucru mecanic pentru variantele propuse.

La calculul acestor caracteristici, pentru toate variantele s-au admis:

— puterea efectivă a intalației, $P_{ef} = 1$ kW;

— randamentul intern al turbinei, $\eta_t = 0{,}8$;

— randamentul mecanic al instalației, $\eta_m = 0{,}97$;

— randamentul generatorului, $\eta_g = 0{,}95$;

— randamentul pompei de apă pentru irigare, antrenată de turbină, $\eta_p = 0{,}7$;

— randamentul captatorului solar, $\eta_{capt} = 0{,}5$.

În cazul în care puterea $P_{ef} = 1$ kW este utilizată pentru antrenarea unei pompe de apă pentru irigare, debitul de apă al pompei va fi:

$$D_p = \frac{P_{ef} \cdot \gamma \cdot 3600 \cdot 102}{\Delta p}\,\eta_p,\ [\text{kg/h}],$$

— în cazul irigării prin brazde $\Delta p = 2$ at, rezultînd un debit de apă: $D_{p_1} = 12\,700$ kg/h $= 12{,}7$ m³/h;

— în cazul irigări prin aspersiune $\Delta p = 5$ at, rezultînd $D_{p_2} = 5\,080$ kg/h $= 5{,}08$ m³/h.

Studiul comparativ al variantelor cu utilizarea vaporilor de apă

În figurile 1 și 2 sînt prezentate schemele instalației cu vapori de apă și ciclul de funcționare. Rezultatele calculelor pentru cazul instalației fără termoficare sînt centralizate

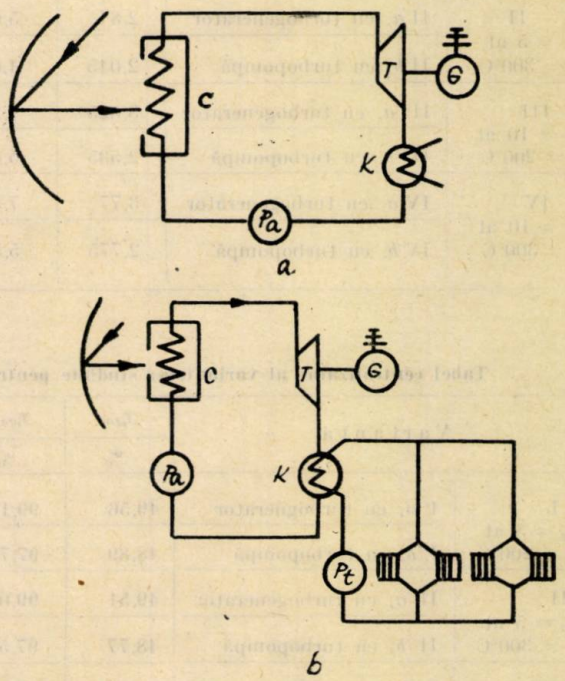


Fig. 1. Schema instalației cu vapori de apă: *a* — în cazul în care nu se recuperează căldura cedată condensatorului (fără termoficare); *b* — în cazul recuperării căldurii prin termoficare.

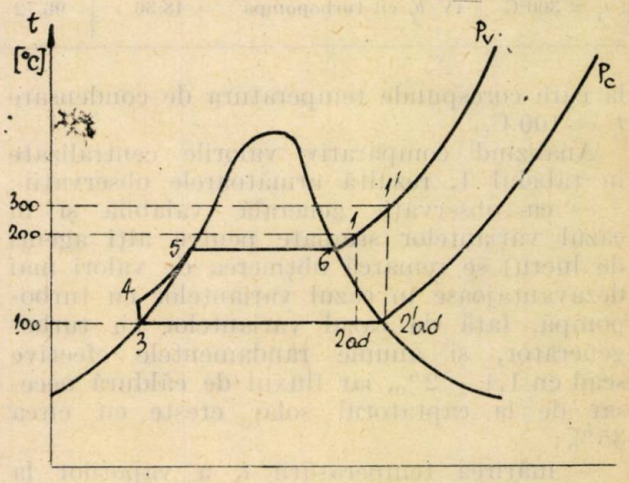


Fig. 2. Ciclul Rankine cu vapori de apă.

în tabelul 1, iar cele pentru cazul instalației cu termoficare sînt centralizate în tabelul 2.

Pentru toate variantele cu vapori de apă s-a admis presiunea de condensare $p_c = 1{,}03$ at, la care corespunde temperatura de condensare $t_c = 100$°C.

Analizînd comparativ valorile centralizate în tabelul 1, rezultă următoarele observații:

— ca observație generală (valabilă și în cazul variantelor studiate pentru alți agenți de lucru) se remarcă obținerea de valori mai dezavantajoase în cazul variantelor cu turbopompă, față de cazul variantelor cu turbogenerator, și anume randamentele efective scad cu 1,4 — 2%, iar fluxul de căldură necesar de la captatorul solar crește cu circa 35%;

— mărirea temperaturii t_1 a vaporilor la intrarea în turbină, de la 200°C la 300°C, pentru aceeași presiune de vaporizare p_v, nu conduce la avantaje importante, întrucît randamentul efectiv crește numai cu circa 0,5 procente, iar fluxul de căldură de la captatorul solar scade cu numai circa 6 ÷ 10%.

Tabelul 1

Tabel centralizator al variantelor studiate pentru cazul vaporilor de apă (fig. 1 a și fig. 2) fără termoficare

Varianta		η_{itot} %	η_{ef} %	$\dot{Q}_{sc}$ kcal/h	$\dot{D}$ kgf/h	P_{pa} W	$\dot{V}_1$ m³/h	η_c %	π_{ef} —
I $p_v = 5$ at $t_1 = 200$°C	I′ *a*, cu turbogenerator	2,565	5,13	16 727	28,80	4,50	12,48	36,7	0,140
	I′ *b*, cu turbopompă	1,885	3,77	22 676	38,97	6,07	16,90	36,7	0,103
II $p_v = 5$ at $t_1 = 300$°C	II′*a*, cu turbogenerator	2,84	5,68	15 123	23,97	3,76	12,78	47,7	0,119
	II′*b*, cu turbopompă	2,045	4,09	20 521	32,47	5,07	17,30	47,7	0,086
III $p_v = 10$ at $t_1 = 200$°C	III′*a*, cu turbogenerator	3,625	7,25	12 200	21,21	7,71	4,45	36,7	0,192
	III′*b*, cu turbopompă	2,535	5,07	16 555	28,80	10,21	6,05	36,7	0,139
IV $p_v = 10$ at $t_1 = 300$°C	IV′*a*, cu turbogenerator	3,77	7,54	11 433	18,19	6,43	4,78	47,7	0,158
	IV′*b*, cu turbopompă	2,775	5,55	15 520	24,66	8,74	6,49	47,7	0,116

Tabelul 2

Tabel centralizator al variantelor studiate pentru cazul vaporilor de apă (fig. 1 *b* și fig. 2) cu termoficare

Varianta		η_{itot} %	η_{igen} %	$\dot{Q}_{sc}$ kcal/h	$\dot{D}$ kgf/h	P_{pa} W	P_{pt} W	$\dot{Q}_T$ kcal/h	$D_{apă}$ m³/h	$\dot{V}_1$ m³/h
I $p_v = 5$ at $t_1 = 200$°C	I″*a*, cu turbognerator	49,56	99,12	16 727	28,80	4,50	3,06	15 754	0,788	12,48
	I″*b*, cu turbopompă	48,89	97,78	22 676	38,97	6,07	4,14	21 317	1,066	16,90
II $p_v = 5$ at $t_1 = 300$°C	II″*a*, cu turbogenerator	49,51	99,03	15 123	23,97	3,76	2,75	14 142	0,707	12,78
	II″*b*, cu turbopompă	48,77	97,54	20 521	32,47	5,07	3,57	19 157	0,958	17,30
III $p_v = 10$ at $t_1 = 200$°C	III″*a*, cu turbogenerator	49,39	98,79	12 200	21,21	7,71	2,24	11 209	0,56	4,45
	III″*b*, cu turbopompă	48,47	96,94	16 555	28,80	10,21	2,84	15 221	0,76	6,05
IV $p_v = 10$ at $t_1 = 300$°C	IV″*a*, cu turbogenerator	49,35	98,69	11 433	18,19	6,43	2,03	10 432	0,522	4,78
	IV″*b*, cu turbopompă	48,36	96,72	15 520	24,66	8,74	2,65	14 142	0,707	6,49

De asemenea, π_{ef} crește în cazul temperaturii $t_1 = 200$°C față de cazul $t_1 = 300$°C și anume: la $p_v = 5$ at, π_{ef} crește cu 2%, iar pentru $p_v = 10$ at cu 3,4%. Prin urmare, la temperaturi mai scăzute, crește gradul de transformare a exergiei căldurii în lucru mecanic. (Explicația constînd în faptul că în vaporizatorul instalației are loc trecerea căldurii de la sursă la agentul care se vaporizează la nivele aproapiate de temperatură și, deci, pierderea de exergie a căldurii transmise este mai mică). Ținînd seama de aceste observații, precum și de faptul că obținerea unor temperaturi mai ridicate la captatorul solar prezintă dificultăți mai mari de realizare, rezultă că utilizarea variantelor

cu temperaturi t_1 mari nu este raţională, pentru un captator dat, deoarece η_{capt} scade cu T_{sc};

— mărirea presiunii p_v a vaporilor la intrarea în turbină de la 5 at la 10 at, pentru aceeaşi temperatură t_1 (de 200°C), conduce la avantaje importante şi anume, randamentul efectiv creşte cu 2 procente, fluxul de căldură de la captatorul solar scade cu 37% — 40% şi în acelaşi timp randamentul exergetic creşte; de exemplu, pentru $t_1 = 200$°C, π_{ef} creşte cu 5,2% cînd p_v creşte de la 5 at la 10 at;

— pe de altă parte, luînd în consideraţie debitele volumice de vapori la intrarea în turbină (notate în tabele cu $\dot{V}_1$), rezultă, în general, dimensiuni foarte reduse ale turbinelor pentru puterea de 1 kW admisă în calcul. Printr-un calcul estimativ a rezultat, pentru prima treaptă a turbinei, un diametru al discului de circa 300 mm, la o lungime de paletă de 10 mm şi n = 10 000 rot/min, pentru debitul volumic $V_1 = 12{,}48$ m³/h la varianta I*a'*. Observînd că, la varianta a III'-*a*, debitul volumic scade la $V_1 = 4{,}45$ m³/h adică la 35,7%, rezultă că se obţin dimensiuni mult mai mici ale turbinei odată cu creşterea presiunii vaporilor, ceea ce poate conduce la dificultăţi constructive de execuţie.

În concluzie, se consideră că, la puteri mai mari (care reclamă debite mai mari de abur), este mai avantajoasă varianta a III'-*a* în comparaţie cu varianta Ia', iar la puteri mai mici este de preferat să se utilizeze presiuni mai mici la intrarea în turbină.

In tabelul 2 sînt reluate variantele prezentate în tabelul 1, pentru cazul utilizării căldurii cedate în condensator (procesul de condensare avînd loc la 100°C) în instalaţii de termoficare.

În plus, faţă de tabelul 1 s-au calculat următoarele caracteristici:

η_{gen} — randamentul general al instalaţiei pentru cazul producerii de putere şi căldură pentru termoficare;

$\dot{Q}_T$ — debitul de căldură furnizat instalaţiei de termoficare;

$D_{apă}$ — debitul de apă încălzită al istalaţiei de termoficare;

p_{pT} — puterea necesară antrenării pompei circuitului de termoficare.

Analizînd valorile centralizate în tabelul 2, rezultă că:

— randamentul general al instalaţiei tinde către 100%;

— randamentul total care include randamentul captatorului este de circa 50%;

— puterea necesară antrenării pompelor circuitelor de termoficare este neglijabilă (numai la puteri mari);

— căldura utilizată în instalaţia de termoficare reprezintă circa 90% din căldura furnizată de captatorul solar;

Se consideră, de asemenea, că la puteri mai mari termoficarea este net avatajoasă. La puteri mai mici se poate adopta soluţia acumulării apei calde în rezervoare izolate termic pe o anumită perioadă din zi şi utilizarea ei într-o altă perioadă a zilei. Totodată, se poate recomanda studierea soluţiei cu utilizarea apei calde, obţinută în condensator, în scopuri menajere.

Studiul comparativ al variantelor cu utilizarea de hidrocarburi

În tabelul 3 s-au centralizat rezultatele studiului efectuat pentru diferite variante în

Tabelul 3

Tabel centralizator al variantelor studiate pentru cazul utilizării de hidrocarburi după schema de regenerare (fig. 3)

Varianta		η_{tot} %	η_{ef} %	$\dot{Q}_{sc}$ kcal/h	$\dot{D}$ kgf/h	P_{pa} W	$\dot{V}_1$ m³/h	η_c %	π_{ef} —
V. Butan $p_v = 6$ at $t_1 = 77$°C (350 K) $t_c = 30$°C	V*a*, cu turbogenerator	2,175	4,35	20 095	215,5	48,97	17,244	12,5	0,348
$p_c = 2{,}65$ at	V *b*, cu turbopompă	1,60	3,20	27 332	293,1	66,66	23,452	12,5	0,256
VI. Butan $p_v = 10$ at $t_1 = 127$°C $t_c = 30$°C	VI *a*, cu turbogenerator	3,545	7,09	12 342	127,9	30,18	7,036	25	0,283
$p_c = 2{,}65$ at	VI *b*, cu turbopompă	2,612	5,224	16 723	173,3	40,84	9,536	25	0,209
VII. Pentan $p_v = 6$ at $t_1 = 110$°C $t_c = 35$°C $p_c = 1$ at	VII *a*, cu turbogenerator	3,746	7,49	11 708	120,7	42,25	9,898	21,6	0,347
	VII *b*, cu turbopompă	2,759	5,52	15 889	163,8	57,42	13,451	21,6	0,255
VIII Pentan $p_v = 3{,}5$ at $t_1 = 80$°C $t_c = 35$°C $p_c = 1$ at	VIII *a*, cu turbogenerator	2,759	5,52	16 875	170,7	30,00	20,486	15	0,368
	VIII *b*, cu turbopompă	2,034	4,067	21 567	231,9	40,87	27,850	15	0,271

cazul utilizării ca agent de lucru a hidrocarburilor (dintre care, conform celor arătate mai sus, s-au luat în considerație numai butanul și pentanul).

Datorită particularităților ce le prezintă diagramele T, s ale butanului și pentanului, procesul de destindere din turbină se desfășoară integral în domeniul vaporilor supraîncălziți, de aceea s-a adoptat pentru acești agenți schema instalației cu regenerare (fig. 3).

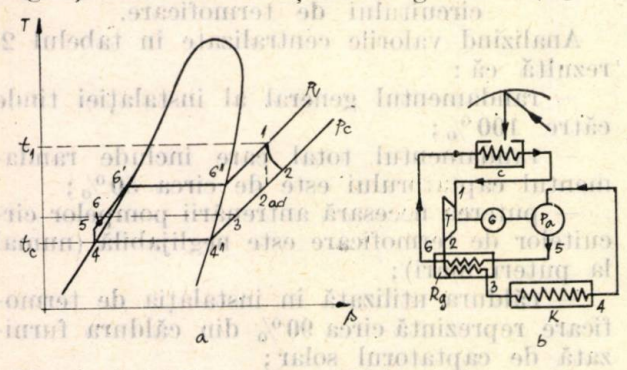


Fig. 3. Instalație termoenergetică solară cu utilizarea de hidrocarburi ca agent de lucru : *a* — ciclul de funcționare în diagrama $T-s$; *b* — schema instalației de principiu.

Pentru fiecare hidrocarbură s-au analizat cîte două regimuri posibile, alese astfel încît să permită analiza comparativă a parametrilor caracteristici studiați și a condițiilor de funcționare a diferitelor părți componente ale instalației. Astfel, atît pentru cazul butanului, cît și al pentanului s-a ales un regim cu temperatura la intrarea în turbină mai ridicată (în apropiere de temperatura critică), la o presiune mai mare, și un regim cu temperatura la intrarea în turbină mai scăzută (mai ușor de realizat în captatorul solar), la o presiune mai mică.

Valoarea temperaturii de condensare s-a ales astfel încît răcirea la condensator să se poată face cu apă sau cu aer. Astfel, pentru butan s-a ales $t_c = 30°C$ (la care corespunde presiunea de saturație $p_c = 2{,}65$ at), iar pentru pentan s-a ales $t_c = 35°C$ ($p_c = 1$ at), astfel încît să se evite utilizarea vidului în condensator.

Admițînd pentru receptor condiția $i_2 - i_3 = i_6 - i_4$ (fig. 3) a rezultat că, prin utilizarea schemei cu regenerare se obține o scădere a necesarului de căldură furnizat de concentratorul solar și anume, pentru variantele cu butan, de 10% (variantele V) și respectiv 24% (variantele VI), iar pentru cazul utilizării pentanului, de 21% (variantele VII) și respectiv 13% (variantele VIII).

Analizînd comparativ valorile centralizate în tabelul 3, rezultă următoarele observații:

— pentru cazul butanului, valorile parametrilor t_1 și p_v la varianta V sînt cu circa 40% mai scăzute decît la varianta VI;

— varianta VI prezintă, față de varianta V, avantajele măririi randamentului efectiv cu (2 ÷ 2,74 procente) și reducerii fluxului de căldură $\dot{Q}_{sc}$ (cu 43 ÷ 39%), reducere datorată atît creșterii randamentului, cît și faptului că 24% din necesarul de căldură este căldura recuperată. De asemenea, temperatura de 127°C (400 K) este ușor accesibilă captatoarelor solare cilindro-parabolice.

Totuși, se observă o scădere a randamentului exergetic π_{ef} față de variantele V de 6,5 — — 4,7% și în același timp o scădere a debitului volumic ($\dot{V}_1$) al vaporilor la intrarea în turbină de circa 2,5 ori și, prin urmare, la puteri mici și, deci, debite mici de agent apar dificultăți constructive ale instalației termoenergetice.

În consecință, utilizarea butanului ca agent de lucru la presiuni de 10 at și temperaturi de 127°C conduce la randamente comparabile cu cele ale vaporilor de apă la presiuni de 10 at și 200°C (tab. 1 și 3).

În cazul puterilor mici ale instalației este recomadabil să se utilizeze butanul la presiuni și temperaturi mai scăzute care conduc la randamente exergetice mai mari, permit utilizarea captatoarelor solare plane, simplifică condițiile constructive ale instalației;

— pentru cazul pentanului, comparînd variantele VII-*a* și VIII-*a* se observă, că la o creștere relativ mică a presiunii și temperaturii vaporilor la intrarea în turbină (de la 3,5 at și 80°C la 6 at și 110°C), se obține o creștere a randamentului efectiv cu 1,5 ÷ 2 procente, o reducere a fluxului de căldură $\dot{Q}_{sc}$ cu 25% și o creștere a posibilității de recuperare a căldurii de la 13% la 21%.

— comparînd variantele studiate pentru butan și pentan se observă că rezultă randamente superioare în cazul utilizării pentanului ca agent de lucru. Astfel, luînd variantele V cu VIII, rezultă că, la temperaturi t_1 aproximativ egale, variantele cu pentan, deși utilizează presiuni p_v (la intrarea în turbină) mai reduse, sînt net avantajoase întrucît prezintă valori superioare ale randamentelor efective și necesită fluxuri calorice $\dot{Q}_{sc}$ mai reduse. Totodată, întrucît regimul de presiuni la care poate fi utilizat pentanul este mai scăzut decît în cazul butanului, rezultă pentru cazul puterilor mici și avantajul că volumul specific și deci debitele volumice $\dot{V}_1$ de vapori la intrarea în turbină sînt mai mari;

— comparînd variantele V și VII se observă că, la aceeași presiune p_v, pentru o creștere cu numai 30°C a temperaturii t_1, în cazul utilizării pentanului, se obține o creștere a randamentului efectiv cu circa 2,3—3,14 procente și, implicit, o scădere a fluxului de căldură $\dot{Q}_{sc}$ cu circa 40%;

— analiza variantelor VI și VII arată, de asemenea, avantajele nete ale utilizării pentanului ca agent de lucru, întrucît, chiar la

regimuri mai ridicate de presiuni și temperaturi admise în cazul butanului, față de cazul pentanului, randamentele efective ce se obțin sînt mai scăzute și, în mod corespunzător, valorile celorlalte caracteristici sînt mai dezavantajoase.

În concluzie, se consideră că, în cazul utilizării hidrocarburilor ca agent de lucru în instalațiile termoenergetice solare, variantele cu pentan pot constitui obiectul unui studiu tehnico-economic pentru stabilirea valorilor optime ale parametrilor vaporilor la intrarea în turbină.

Trebuie remarcat însă că, utilizarea hidrocarburilor conduce la construcții mai pretențioase ale instalațiilor în ceea ce privește etanșarea, ținînd seama de caracterul lor inflamabil și explozibil. În prezent, există însă soluții tehnice de rezolvare a problemelor de etanșare, întrucît hidrocarburile sînt utilizate și în instalații frigorifice. La condițiile de stare a mediului ambiant, butanul (utilizat și în instalațiile frigorifice) se prezintă în stare de vapori, a căror greutate specifică este mai mare decît a aerului și, deci, eventualele scăpări se acumulează și pot atinge limita de inflamabilitate care este foarte scăzută (limita inferioară — în aer — 1,5 și limita superioară 8,5%), iar punctul de aprindere în aer este de 490°C. Pentanul, la condițiile de stare ale mediului ambiant, se prezintă în stare lichidă; el reprezintă unul dintre componenții principali ai benzinelor. Eventualele scăpări de vapori de pentan, prin neetanșeități, se condensează și, prin urmare, instalația prezintă pericol de inflamabilitate.

Rezultă deci că, pentru a se evita pericolul de inflamabilitate, pentanul și butanul pot fi utilizați în instalațiile termoenergetice solare numai la temperaturi reduse cu concentratori solari care nu realizează eventualele puncte de temperatură ridicată. O altă soluție ar fi utilizarea de aparate vaporizatoare care să aibă pentanul sau butanul în circuitul secundar, purtătorul de căldură primar (care preia căldura din focarul concentratorului solar) fiind, spre exemplu, apa. Ultima soluție ar permite și stocarea căldurii în rezervoare de apă caldă, izolate termic și deci o funcționare, în regim controlat stabil și continuu, a instalației chiar și în timpul nopții.

Studiul comparativ al variantelor cu utilizare de agenți frigorifici

Rezultatele studiului efectuat pentru diferite variante în cazul utilizării agenților frigorifici în instalațiile termoenergetice solare s-au centralizat în tabelul 4. S-au luat în considerație agenții care îndeplinesc condițiile de presiuni și temperaturi arătate mai sus și anume: clorura de metil, amoniacul, freon R 22, freon R 21, freon R 11, freon R 12. Calculele valorilor sînt centralizate în același tabel.

Pentru fiecare agent s-au admis cîte două temperaturi t_1 diferite și anume: o temperatură mai ridicată, care a permis adoptarea unei scheme cu regenerare (fig. 3 *b* și 4). și o temperatură mai scăzută pentru care s-a adoptat o schemă a instalației fără regenerare (fig. 5).

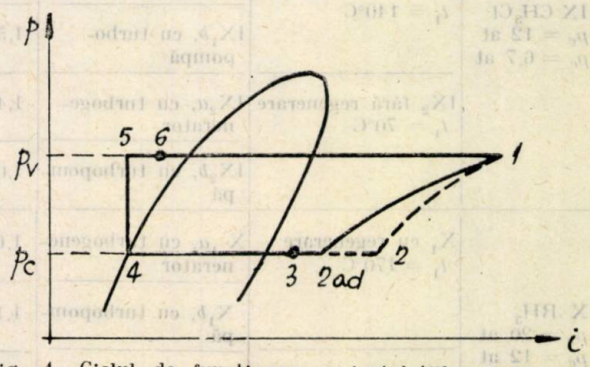


Fig. 4. Ciclul de funcționare a instalațiilor termoenergetice solare cu utilizarea de agenți frigorifici, cu regenerarea căldurii, în diagrama $p-i$.

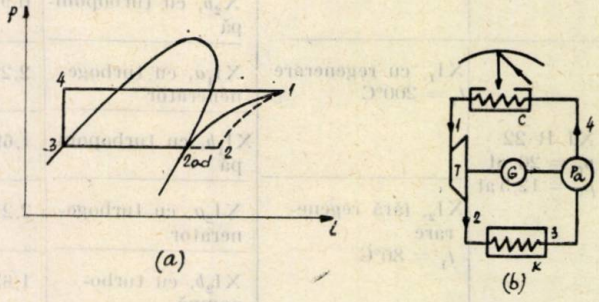


Fig. 5. Instalații termoenergetice solare cu utilizare de agenți frigorifici, fără regenerarea căldurii: *a* — ciclul de funcționare în diagrama $p-i$; *b* — schema de principiu a instalației.

Valoarea temperaturii de condensare s-a ales astfel încît răcirea la condensator să se poată face cu apă sau aer ($t_c = 30°C$). Acesta a fost și un criteriu de eliminare a agenților frigorifici care au temperatura critică în apropiere de temperatura mediului ambiant. Analizînd comparativ valorile centralizate în tabelul 4, rezultă următoarele observații:

— variantele IX (cu utilizarea clorurii de metil) și X (cu utilizarea amoniacului) conduc la valori scăzute ale randamentelor efective și respectiv η_{tot} și la valori ridicate ale fluxurilor de căldură $\dot{Q}_{sc}$. Ținînd seama și de faptul că acești doi agenți frigorifici sînt toxici, inflamabili și explozibili în anumite concentrații, rezultă că nu este recomandabilă utilizarea clorurii de metil și a amoniacului în instalațiile termoenergetice solare;

— dintre freoni, se constată că la variantele XI și XIV cu R 22 și R 12 sînt necesare regimuri de presiune mult ridicate față de ceilalți freoni. Astfel, presiunea de saturație corespunzătoare condensării la temperatura de 30°C este de 12,5 at la freon R 22 și de 7,6 at

Tabelul 4

Tabel centralizator al variantelor studiate pentru cazul utilizării de agenți frigorifici, cu regenerare (fig. 3 *b* și fig 4) și fără regenerare (fig. 5)

Varianta			η_{tot} %	η_{ef} %	Q_{cs} kcal/h	D kgf/h	P_{pa} W	V_1 m³/h	η_c %	π_{ef} —
IX CH_3Cl $p_v = 12$ at $p_c = 6,7$ at	IX_1 cu regenerare $t_1 = 140°C$	IX_1a, cu turbogenerator	2,13	4,26	22 993	241,4	54,66	13,28	27,4	0,155
		IX_1b, cu turbopompă	1,57	3,14	31 204	327,6	74,32	18,02	27,4	0,115
	IX_2 fără regenerare $t_1 = 70°C$	IX_2a, cu turbogenerator	1,462	2,92	30 005	315,6	71,56	13,40	12,5	0,234
		IX_2b, cu turbopompă	1,075	2,15	40 697	427,7	96,91	18,16	12,5	0,172
X RH_3 $p_v = 20$ at $p_c = 12$ at	X_1 cu regenerare $t_1 = 170°C$	X_1a, cu turbogenerator	1,610	3,22	27 244	93,3	48,80	9,98	32,3	0,100
		X_1b, cu turbopompă	1,186	2,37	36 909	126,4	66,05	13,54	32,3	0,073
	X_2 fără regenerare $t_1 = 70°C$	X_2a, cu turbogenerator	1,32	2,64	23 195	114,0	59,15	8,66	12,5	0,211
		X_2b, cu turbopompă	0,975	1,95	45 008	154,5	80,19	11,76	12,5	0,159
XI R 22 $p_v = 20$ at $p_c = 12,5$ at	XI_1, cu regenerare $t_1 = 200°C$	XI_1a, cu turbogenenerator	2,298	4,60	19 084	410,42	102,09	9,02	36,7	0,125
		XI_1b, cu turbopompă	1,69 5	3,39	25 900	556,99	138,47	12,24	36,7	0,092
	XI_2, fără regenerare $t_1 = 80°C$	XI_2a, cu turbogenerator	2,215	4,43	19 659	410,42	102,09	5,74	15	0,295
		XI_2b, cu turbopompă	1,635	3,27	26 729	556,99	138,47	7,79	15	0,218
XII R 21 $p_v = 9$ at $p_c = 2,2$ at	XII_1, cu regenerare $t_1 = 150°C$	XII_1a, cu turbogenerator	3,792	7,58	11 547	186,24	36,56	6,71	29	0,261
		XII_1b, cu turbopompă	2,793	5,58	15 717	253,50	49,66	9,12	29	0,192
	XII_2, fără regenerare $t_1 = 100°C$	XII_2, cu turboregenerator	2,852	5,71	15 313	241,42	47,25	7,24	19,5	0,293
		XII_2b, cu turbopompă	2,1	4,20	20 780	327,64	64,15	9,83	19,5	0,215
XIII R 11 $p_v = 4$ at $p_c = 1,284$at	XIII_1, cu regenerare $t_1 = 150°C$	XIII_1a, cu turboregenerator	2,88	5,76	15 226	315,57	22,76	20,18	29	0,198
		XIII_1b, cu turbopompă	2,12	4,24	20 718	429,39	31,04	27,47	29	0,146
	XIII_2, cu regenerare $t_1 = 75°C$	XIII_2a, cu turbogenerator	2,435	4,87	17 900	373,34	27,07	19,05	14	0,448
		XIII_2b, cu turbopompă	1,795	3,59	24 315	506,99	32,07	25,87	14	0,256
XIV R 12 $t_1 = 100°C$ $p_c = 7,6$ at	XIV_1, cu regenerare $p_v = 14$ at	XIV_1a, cu turbogenerator	1,882	3,76	23 318	641,49	124,16	10,26	19,5	0,193
		XIV_1b, cu turbopompă	1,385	2,77	31 655	870,84	168,99	13,93	19,5	0,142
	XIV_2, fără regenerare $p_v = 27,5$ at	XIV_2a, cu turbogenerator	2,92	5,84	18 969	489,74	294,02	3,19	19,5	0,299
		XIV_2b, cu turbopompă	2,305	4,61	25 780	663,91	398,35	4,31	19,5	0,236

la freon R 12, ceea ce implică valori și mai ridicate pentru presiunea p_v la intrarea în turbină, deci complicații constructive de execuție și exploatare;

— un alt dezavantaj al freonilor R 22 și R 12 este valoarea în general scăzută a randamentelor efective. Astfel, în cazul freonului R 22 se constată că, chiar pentru o creștere a temperaturii t_1 de la 80°C la 200°C și cu utilizarea regenerării nu se obțin valori mai bune ale caractetisticilor instalației (randamentul efectiv η_{ef} și fluxul de căldură $\dot{Q}_{sc}$ rămîn neschimbate). În cazul freonului R 12 se pot obține valori mai bune ale caracteristicilor instalației numai prin mărirea substanțială a presiunii p_v. De asemenea, se observă că instalația reclamă debite mari de agent frigorific (410,42÷663,91 kg/h) și ca o consecință se observă că puterea pompei de circulație P_{pa} consumă 10—40% din puterea efectivă.

Avînd în vedere dezavantajele prezentate în cele de mai sus se consideră că nu este recomandabilă utilizarea freonilor R 22 și R 12 în instalațiile termoenergetice solare;

— variantele XII și XIII cu utilizarea freonilor R 21 și respectiv R 11 sînt cele mai avantajoase dintre toate variantele studiate pentru cazul utilizării agenților frigorifici. Acești agenți (și mai ales freonul R 11) sînt utilizabili pentru cerințele impuse de funcționarea instalațiilor termoenergetice solare, la regimuri de presiune reduse și la temperaturi t_1 relativ ușor de realizat la captatorul solar (75°C—150°C);

— varianta XII cu freon R 21 conduce la o economicitate ceva mai ridicată decît varianta XIII cu freon R 11, dar trebuie să se țină seama că și regimul de presiuni este mai ridicat în cazul freonului R 21;

— varianta XIII, lucrînd la un regim de presiune ceva mai scăzut, conduce la valori apreciabil mai mari ale debitelor volumice, avantaj important pentru condițiile de execuție a instalațiilor de putere mică.

Un alt aspect, care pledează în favoarea utilizării freonilor ca agenți de lucru, este faptul că freonii nu sînt toxici, nu sînt imflamabili și nu formează amestecuri explozive cu aerul.

În consecință, se consideră necesar a se lua în studiu utilizarea freonilor R 21 și R 11 în instalațiile termoenergetice solare și optimizarea pe baza unui calcul tehnico-economic al parametrilor de stare la intrarea în turbină.

Concluzii

Corelînd concluziile rezultate din analizele efectuate privind utilizarea diferiților agenți de lucru în instalațiile termoenergetice solare, se desprind următoarele observații:

— după valorile obținute pentru principalele caracteristici, rezultă ca fiind competitivi numai următorii agenți de lucru: vaporii de apă, freonii R 21 și R 11 și la temperaturi scăzute (concentratori solari plani) — pentanul și butanul;

— la valori comparabile ale randamentelor totale analizîndu-se, de exemplu, variantele cu turbogenerator, instalațiile cu vapori de apă necesită regimuri de temperaturi mai ridicate. Astfel, la $p_v = 5$ at și $t_1 = 200$°C, rezultă pentru vaporii de apă un randament total de 2,565% în timp ce în cazul pentanului la $p_v = 3{,}5$ at și $t_1 = 80$°C rezultă $\eta_{tot} = 2{,}759\%$ iar în cazul freonului R 11 la $p_v = 4$ at și $t_1 = 75$°C, $\eta_{tot} = 2{,}435\%$;

— la valori comparabile ale presiunii p_v, vaporii de apă necesită, de asemenea, o temperatură t_1 mai ridicată pentru a se obține valori apropiate ale randamentului total. Astfel, la $p_v = 10$ și $t_1 = 200$°C, rezultă pentru vaporii de apă $\eta_{tot} = 3{,}625\%$, în timp ce pentru freonul R 21 ,la $p_v = 9$ at și $t_1 = 150$°C, $\eta_{tot} = 3{,}792\%$.

— pentru ca instalațiile să nu lucreze în regim de depresiune la condensator, este necesar ca în cazul vaporilor de apă temperatura de condensare să fie de circa 100°C, în timp ce în cazul tuturor celorlalți agenți temperatura de condensare este la nivelul temperaturii mediului ambiant. Prin urmare, în cazul vaporilor de apă se impune găsirea de soluții tehnice pentru utilizarea apei de răcire de la condensator;

Analizînd rezultatele centralizate în tabelul 2, care prezintă studiul vaporilor de apă cu utilizarea termoficării, s-a conchis că această soluție este aplicabilă practic numai la puteri relativ mari (zeci și sute de kW), sau, în cazul puterilor mici (cîțiva kW), s-ar recomanda soluția acumulării apei calde în rezervoare izolate termic pentru a fi utilizată în diferite scopuri;

— corelînd studiile efectuate pentru diferiți agenți, rezultă o soluție posibilă pentru utilizarea căldurii cedată prin condensarea vaporilor de apă într-o instalație de tipul „în cascadă". În acest caz, condensatorul instalației primare, cu vapori de apă care lucrează la temperaturi ridicate, devine totodată vaporizatorul unei instalații secundare care lucrează la un regim de temperatură mai scăzut, de tipul celor studiate cu utilizarea hidrocarburilor sau freonilor. Schema unei astfel de instalații în cascadă, utilizînd ca agent de lucru în partea de joasă temperatură hidrocarburi, este prezentată în figura 6, iar în cazul utilizării freonilor în figura 7 (schema fără regenerare).

Considerînd circuitul primar (de temperatură ridicată) după varianta *I'-a* (vezi tabelul 1 pentru vapori de apă), rezultă că în aparatul condensator-vaporizator *KV*, vaporii de apă

cedează un debit caloric $\dot{Q}_{k1} = D(i_2 - i_3) = 28{,}8\,(626-100)$; $\dot{Q}_{k1} = 15\,150$ kcal/h.

Debitul caloric $\dot{Q}_{.1}$ de care se dispune din circuitul primar, reprezintă fluxul caloric notat cu $\dot{Q}_{sc}$ pentru circuitul secundar.

Cu valoarea $\dot{Q}_{k1} = 15\,510$ kcal/h se va obține, în circuitul secundar, o putere suplimentară

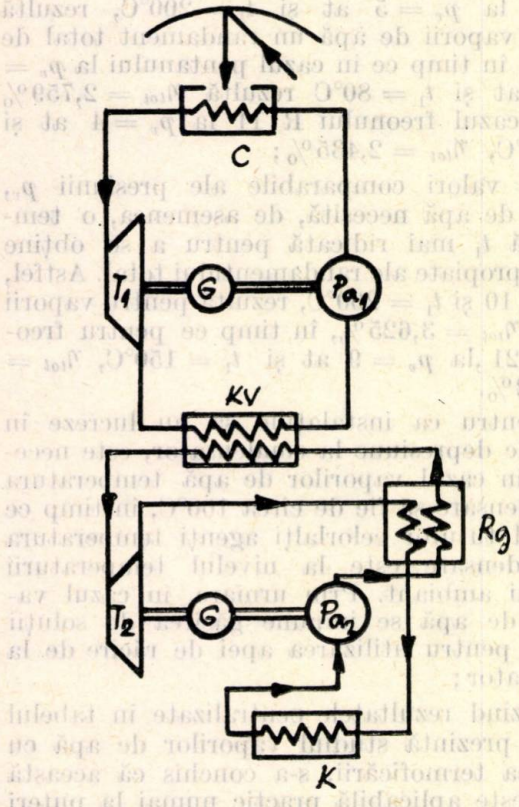


Fig. 6. Schema de principiu a instalației termoenergetice solare „în cascadă", în cazul regenerării căldurii.

P_{ef}, care prezintă următoarele valori în cazul utilizării diferiților agenți de lucru :

a — în cazul pentanului, după varianta a VIII-a (tabelul 3) utilizată în circuitul secundar din figura 6, se obține $P_{ef,a} = 0{,}92$ kW, deci, cu același flux caloric primit de la captatorul solar, puterea obținută prin utilizarea schemei „în cascadă" crește de la 1 kW la 1,92 kW ;

b — în cazul butanului, după varianta V_a (tabelul 3), utilizată în circuitul secundar din figura 6, se obține $P_{ef,a} = 0{,}73$ kW, deci, în ansamblu, puterea crește de la 1 kW la 1,73 kW ;

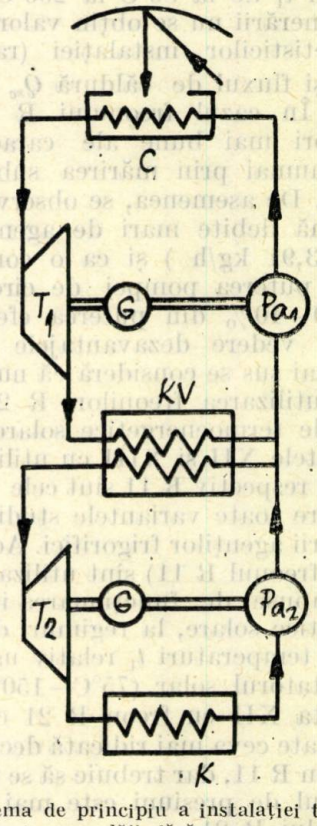


Fig. 7. Schema de principiu a instalației termoenergetice solare „în cascadă", fără regenerarea căldurii.

c — în cazul freonului R 11, după varianta XII_{2a} (tabelul 4), utilizată în circuitul secundar din figura 7, se obține $P_{ef,a} = 0{,}845$ kW deci, în ansamblu, puterea crește de la 1 kW la 1,845 kW.

CZ 621.36 : 621.314.5

CONVERSIA ENERGIEI SOLARE
TERMOELECTRICITATE

Posibilităţi de optimizare a generatoarelor termoelectrice solare

DOINA MORARU, MIRCEA FAUR*—Bucureşti

Introducere

Utilizarea efectului Seebeck în materiale semiconductoare pentru conversia energiei solare în energie electrică [1—3] a intrat în ultimii ani într-o criză, determinată de randamentul relativ scăzut de conversie, realizat cu materiale cunoscute, în comparaţie cu cele realizate în conversia fotovoltaică.

Intermitenţa radiaţiei solare, care face obligatoriu stocajul energiei, este o dificultate care totuşi poate frîna considerabil producerea energiei electrice prin conversia fotovoltaică al energiei solare, atîta timp cît nu se vor găsi soluţii convenabile pentru sistemele de stocaj al energiei electrice. Pe de altă parte, analiza consumului de energie, chiar în ţări puternic industrializate, a arătat că mai mult de 40—50% din totalul energiei consumate este reprezentat de energia consumată sub formă de căldură. Pornind de la aceste consideraţii, avantajele pe care le oferă conversia termoelectrică a energiei solare nu sînt de neglijat.

Conversia energiei solare în energie electrică, trecînd printr-un stadiu de conversie în energie termică, oferă posibilitatea stocării energiei şi sub formă de căldură, ceea ce poate reprezenta o alternativă demnă de interes, ţinînd seama de rezultatele obţinute pînă în prezent în domeniul stocajului termic la schimbare de fază (în „săruri topite"). În afară de aceasta, conversia termoelectrică dă posibilitatea recuperării căldurii la joncţiunea rece pentru încălzire, ceea ce creşte considerabil eficienţa globală a sistemului de conversie. Astfel, dezavantajul de a necesita concentrarea radiaţiei solare pentru a obţine o diferenţă de temperatură cît mai mare între joncţiuni poate deveni un avantaj. Un alt avantaj este determinat de tehnologia relativ simplă şi de costul relativ redus al materialelor termoelectrice policristaline. În fine, fiabilitatea materialelor termoelectrice a fost verificată cu bune rezultate în tehnica spaţială.

Dacă pentru utilizarea pe scară largă a generatoarelor solare, atingerea unui randament ridicat de conversie nu este obligatoriu, dată fiind disponibilitatea energiei solare, costul per watt instalat poate fi însă prohibitiv. Din acest punct de vedere, eforturile cercetătorilor în domeniul conversiei termoelectrice trebuie dirijate către ieftinirea generatoarelor pînă la preţuri de cîţiva lei/W instalat, care le pot face competitive cu sursele clasice.

1. Experimentări

În cadrul programului de cercetări coordonat de ICPE, pentru realizarea a diferite tipuri de generatoare solare, în 1976—1977 la Institutul de fizică şi tehnologia materialelor şi la Institutul de cercetări şi proiectări pentru industria alimentară şi frigorifică au fost puse la punct tehnologia materialelor termoelectrice pe bază de Bi_2Te_3, precum şi a asamblării termoelementelor în module.

Pe baza parametrilor materialelor termoelectrice şi ţinînd seama de tehnologia termoelementelor (presare), în ICPE, s-a realizat printr-un calcul de optimizare [4, 5] proiectarea unui generator termoelectric solar dublu modulat.

a. Modulul de bază este constituit dintr-o placă de aluminiu eloxat, în contact cu un radiator, pe care sînt fixate plăcile de comutaţie (de contact electric între termoelemente) de la joncţiunea rece. Termoelementele sînt legate în paralel-serie prin aceste plăci de comutaţie, precum şi prin plăcile de comutaţie de la joncţiunea caldă, care constituie în acelaşi timp suprafeţe absorbante de radiaţie.

b. Modulele de bază sînt înseriate în linii de cîte cinci, astfel încît o suprafaţă de 1 m^2 se realizează cu 12 astfel de linii. Această dublă modulare oferă posibilitatea accesului simplu şi înlocuirii rapide a modulelor de bază în caz de deteriorare. Generatorul a fost realizat într-un număr de 1 300 termoelemente avînd dimensiunile $3 \times 3 \times 4$ mm^3.

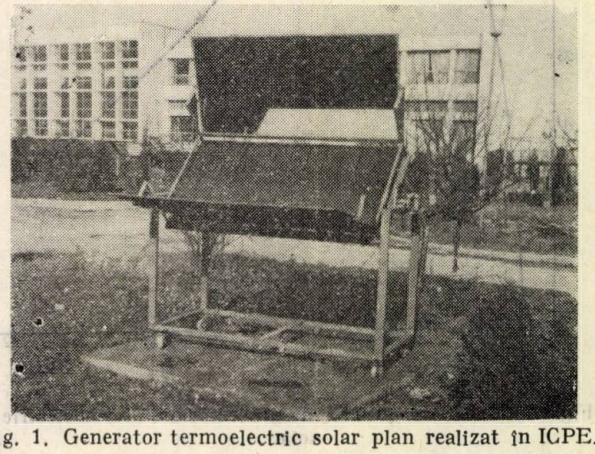


Fig. 1. Generator termoelectric solar plan realizat în ICPE.

* Dr. fiz. *Moraru, D.* şi fiz. *Faur, M.* sînt cercetători ştiinţifici la ICPE—Bucureşti.

În figura 1 este prezentat generatorul termoelectric solar realizat. Caracteristica I—V, precum și caracteristica de sarcină sînt prezentate în figurile 2 și 3. Măsurătorile au fost efectuate în București, în luna iulie, la o temperatură ambiantă de 29°C (la umbră) la o intensitate de radiație de 87 mW/cm². Din caracteristica volt-amperică (figura 2) rezultă valoarea curentului de scurtcircuit $I_{sc} = 1{,}2$ A și a tensiunii de mers în gol $U_g = 10{,}8$ C.

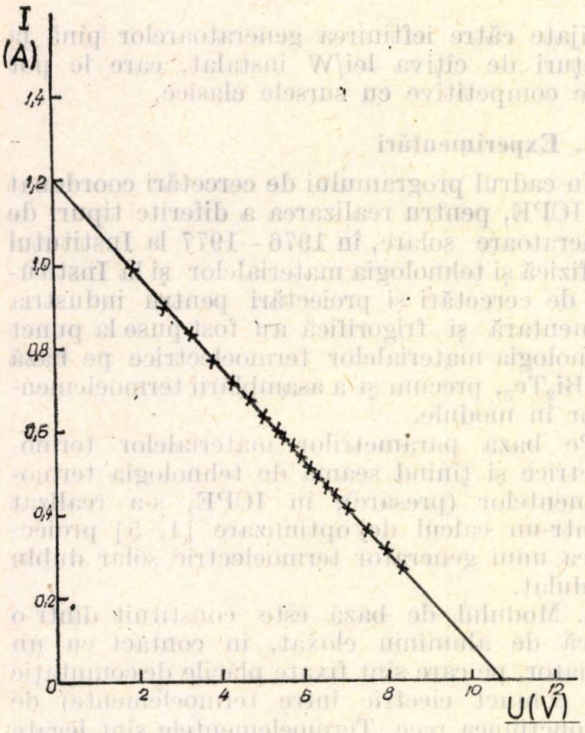


Fig. 2. Caracteristica curent-tensiune a generatorului termoelectric solar.

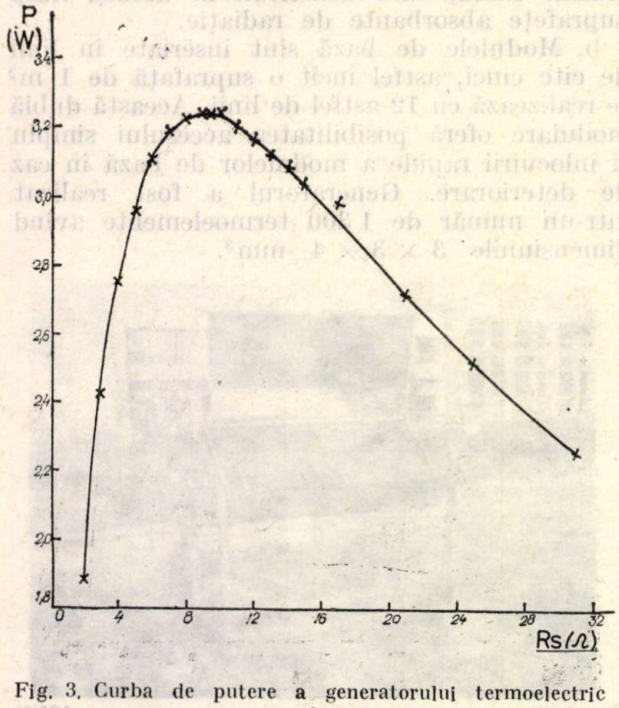


Fig. 3. Curba de putere a generatorului termoelectric solar.

Caracteristica de sarcină (figura 3) arată că rezistența internă a generatorului este de aproximativ 9 Ω (în bună concordanță cu valoarea teoretică), puterea maximă la adaptarea pe sarcină $P_{exp}^{max} = 3{,}24$ W/m², deci randamentul maxim experimental:

$$\eta_{exp}^{max} = \frac{P_{exp}^{max}}{A_0 W_0} = 0{,}372\ \%$$

Randamentul teoretic maxim este:

$$\eta_{teor.}^{max} = \frac{2T}{\frac{8}{Z}\,3\,T_h + T_c} = 1\%,$$

unde Z este factorul de merit al materialului.

Valoarea mică a randamentului se datorește valorii mici a gradientului de temperatură realizat: $\Delta T = T_h - T_c \simeq 32$°C, deci a randamentului Carnot scăzut $\eta_c \simeq 9{,}14\%$.

Puterea maximă teoretică la adaptarea pe sarcină,

$$P_s^{teor.} = \frac{z}{4}(\Delta T)^2 \frac{\overline{K}\cdot\beta}{Z} = 5{,}9\ \text{W/m}^2.$$

nu este cu mult superioară celei experimentale.

Valoarea relativ modestă, dar comparabilă cu valorile din literatură, a randamentului de conversie, poate fi considerabil ameliorată prin îmbunătățirea eficienței de captare a radiației solare la joncțiunea caldă, pentru care în generatorul realizat nu s-au luat precauții speciale. De asemenea, sînt încă posibile îmbunătățiri în privința disipării căldurii la joncțiunea rece, eventual prin răcire cu apă. Cu aceste ameliorări este previzibilă obținerea unor puteri de ordinul 30—50 W/m².

2. Perspective

Costul generatoarelor termoelectrice, de tipul celui realizat este încă prohibitiv pentru aplicații pe scară largă. Chiar cu ameliorările care se au în vedere, costul nu poate coborî sub 100 lei/W_{e1} (vîrf).

O reducere considerabilă a costului generatoarelor termoelectrice poate fi prevăzută prin reducerea consumului de material termoelectric pentru aceeași putere instalată. Aceasta se poate realiza prin reconsiderarea geometriei generatorului, așa cum se va arăta în continuare.

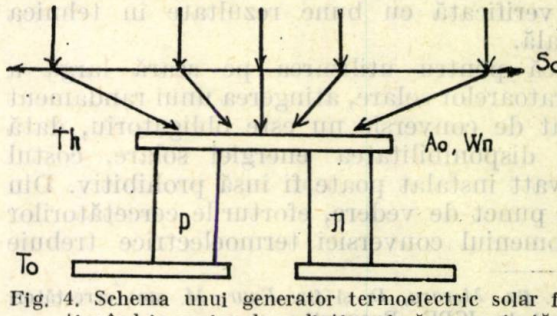


Fig. 4. Schema unui generator termoelectric solar funcționînd în regim de radiație solară concentrată.

Pornind de la schema din figura 4, reprezentînd funcționarea unui generator termoelectric solar, se poate stabili geometria optimă pentru diferite regimuri de concentrare a radiației.

În principiu, pentru transmiterea unui flux de căldură dat W_n, determinat de gradul de concentrare n, definit prin raportul dintre suprafața de captare a concentratorului S_0, și suprafața de captare a generatorului termoelectric A_0 ($n = S_0/A_0$), raportul dintre secțiunea totală a termoelementelor A și lungimea unui termoelement L, trebuie să aibă o valoare dată de relația :

$$\frac{A}{L} = \frac{W_n A_0}{\overline{K}\Delta T} = \frac{W_0 S_0}{\Delta \overline{K} T}, \qquad (1)$$

unde $\overline{K}$ este conductibilitatea termică medie a materialului.

Cele două mărimi A și L sînt determinate dacă se fixează $\beta = A/A_0$, $n = S_0/A_0$, W_0, S_0 și ΔT. Într-adevăr, din relația (1) rezultă :

$$L = \frac{A\overline{K}\Delta T}{W_0 S_0} = \frac{A\overline{K}\Delta T}{nA_0 W_0} = \frac{\beta}{n} \cdot \frac{\overline{K}\Delta T}{W_0}, \qquad (2)$$

unde :

$$A = \frac{\beta}{n} S_0.$$

Pentru a ilustra modul în care poate fi optimizat un generator termoelectric solar în raport cu consumul de material și cu costul, se va folosi, de exemplu, un generator termoelectric cu telurură de bismut, funcționînd în diferite regimuri de concentrare a radiației, suprafața concentratorului fiind de 1 m², iar radiația solară incidentă avînd valoarea maximă de 1 kW/m².

În acest calcul, se reglează pierderile la captarea radiației, care se pot reduce pînă la 10%.

Deoarece pentru materialele pe bază de telurură de bismut temperatura optimă de funcționare este cuprinsă în intervalul 100—150°C, este rațional să se impună temperaturile joncțiunilor caldă și rece la $T_h = 150$°C și $T_h = 70$°C, astfel încît să se asigure și posibilitatea încălzirii apei la 70°C, prin recuperarea căldurii la joncțiunea rece. Generatorul termoelectric astfel conceput va avea un randament de conversie, la adaptarea pe sarcină :

$$\eta_{max} = \frac{2\Delta T}{\frac{8}{Z} + 3T_h + T_c} = 2{,}85\%,$$

deci, o putere $P_{vîrf} = \eta_{max} \cdot W_0 S_0 = 28{,}5$ W$_{el}$, și va asigura, prin circulația apei la joncțiunea rece, un debit de apă caldă la 70°C de :

$$Q = 0{,}26 \text{ l/min}.$$

Costul generatorului poate fi definit, aproximativ, prin relația :

$$C = S_0 [C_1 + M(C_2 + C_3)],$$

în care : C_1 este costul concentratorului, lei/m² ; M — cantitatea de material termoelectric pe unitatea de suprafață de captare a radiației, kg/m² ; C_2 — costul materialului termoelectric, lei/kg ; C_3 — costul tehnologiei de preparare a termoelementelor, lei/kg.

Masa de material termoelectric se poate determina cu relația :

$$M = A \cdot L \cdot \rho = \frac{S_0 \overline{K}\Delta T}{W_0} \cdot \frac{\beta^2}{n^2} \cdot \rho,$$

unde ρ este densitatea materialului.

Prin urmare, costul generatorului termoelectric pentru S_0, W_0 și ΔT date, se poate determina în funcție de n și β, după relația :

$$C = S_0 \left[C_1(n) + \frac{S_0 K \Delta T}{W_0} \frac{\beta^2}{n^2} (C_2 + C_3) \right].$$

Deoarece reducerea dimensiunii L a termoelementelor presupune schimbarea tehnologiei, C_3 va fi o funcție de grosime a termoelementelor. În figura 5 este reprezentată grosimea termoelementelor în funcție de n, pentru diferiți

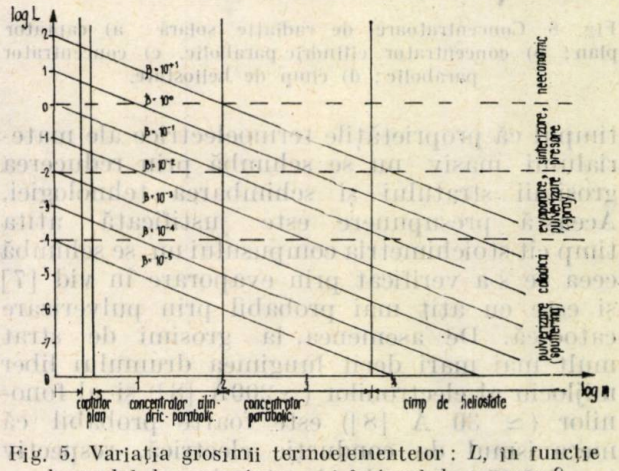


Fig. 5. Variația grosimii termoelementelor : L, în funcție de gradul de concentrare n și factorul de ocupare β.

β, conform relației (2). Factorul de ocupare, β, poate lua valori atît subunitare, cît și supraunitare, așa cum se întîmplă în cazul geometriei propusă de A. Brandstetter și E. P. Chock [6].

Pe abscisă sînt marcate domeniile corespunzătoare diferitelor tipuri de captatoare. Deoarece temperatura de 150°C nu se poate atinge numai prin efect de seră (pentru generatorul în discuție prin captator plan se înțelege un captator cu efect de seră) la care se realizează și o concentrare a radiației ($n = 2 \div 3$)

cu ajutorul unor oglinzi plane (figura 6 *a*). Celelalte tipuri de concentratoare sînt reprezentate schematic în figurile 6*b*, 6*c* și 6*d*.

În ordonată au fost marcate domeniile corespunzătoare diferitelor tehnologii de realizare a termoelementelor. S-a presupus tot

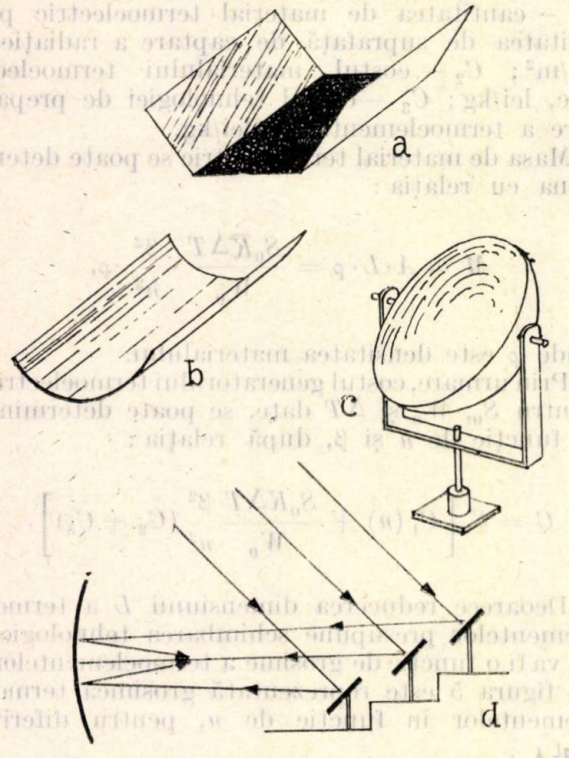


Fig. 6. Concentratoare de radiație solară : a) captator plan ; b) concentrator cilindric parabolic, c) concentrator parabolic ; d) cîmp de heliostate.

timpul că proprietățile termoelectrice ale materialului masiv nu se schimbă prin reducerea grosimii stratului și schimbarea tehnologiei. Această presupunere este justificată atîta timp cît stoichimetria compusului nu se schimbă ceea ce s-a verificat prin evaporare în vid [7] și este cu atît mai probabil prin pulverizare catodică. De asemenea, la grosimi de strat mult mai mari decît lungimea drumului liber mijlociu al electronilor ($\simeq$200Å [8]) și al fononilor ($\simeq$ 30 Å [8]) este foarte probabil că mecanismul de conducție electrică, respectiv termică să nu se schimbe și, prin urmare, caracteristicile materialului masiv să se păstreze într-un strat subțire. Prin urmare, în principiu, dimensiunile termoelementelor ar putea fi reduse pînă la grosimi de ordinul 1 μ, caracteristicile generatorului termoelectric rămînînd cele considerate. Pentru grosimi de strat mai mici decît 1 μ încă nu se poate aprecia în ce măsură proprietățile materialului masiv se modifică. Există însă presupuneri că performanțelor termoelectrice se îmbunătățesc substanțial la grosimi de strat mai mici decît lungimea drumului liber mijlociu al electronilor [9].

Pentru a evalua costul generatorului termoelectric, s-au luat în considerație, pentru diferite tipuri de concentratoare și tehnologii, costurile din tabelele 1 și 2, estimate pentru o producție de serie. Costul materialului de bază de Bi_2Te_3 a fost considerat de 2 000 lei/kg.

Tabelul 1

Tipul captatorului	Prețul, lei/m²
Heliostate	5 000
Concentrator parabolic	1 000
Concentrator cilindric-parabolic	500
Captator plan	200

Tabelul 2

Tehnologie	Prețul, lei/kg
Presare, sinterizare	2 000
Evaporare, pulverizare (spray)	20 000
Pulverizare catodică (sputtering)	50 000

Din figura 7, în care s-a reprezentat costul materialului termoelectric, $M(C_2 + C_3)$, în funcție de n pentru diferiți β rezultă o ieftinire considerabilă a termoelementelor, chiar prin reducerea grosimilor acestora pînă la ordinul micronilor. La aceste grosimi, costul termoelementelor este considerabil mai mic decît cel

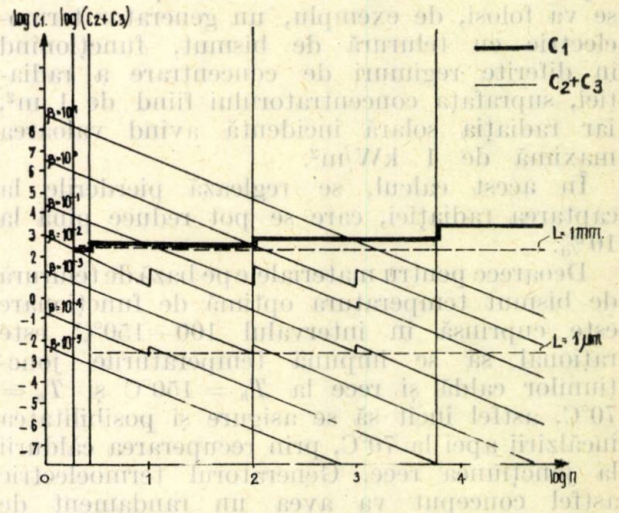


Fig. 7. Variația costului captatorilor de radiație C_1 și termoelementelor $C_2 + C_3$, în funcție de gradul de concentrare n și de factorul de ocupare β.

al concentratorului (C_1). Rezultă deci că prețul generatorului este determinat practic de cel al concentratorilor, ceea ce în cazul generatorului cu captator plan ar reveni la :

$$C = \frac{200 \text{ lei/m}^2}{28{,}5 \text{ W}_{el}/\text{m}^2} \simeq 7 \text{ lei/W}_{el}.$$

Este interesant de observat că pentru regimuri de radiaţie concentrată ($n > 800$) este indicată geometria Brandstatter şi Chock [6] ($\beta > 1$), aşa cum afirmă chiar autorii.

Din consideraţiile de mai sus, rezultă că nu este interesant ca generatoarele termoelectrice cu materiale pe bază de telurură de bismut să funcţioneze în regim de radiaţie concentrată decît pînă la factori de concentrare mici.

Pentru alte tipuri de materiale însă, a căror performanţe sînt optime la temperaturi mai ridicate, folosirea concentratoarelor este obligatorie. În acest caz, randamentul de conversie putînd fi mult mai ridicat, costul generatorului per watt instalat, poate fi menţinut în limite acceptabile.

Reducerea costului generatorului este legată şi în acest caz de reducerea consumului de material prin reducerea grosimii termoelementelor. Costul materialelor, pe bază de germaniu şi siliciu, de exemplu, utilizabile la temperaturi pînă la 1 000°C este mai ridicat [10] decît al celor pe bază de bismut şi telur şi, prin urmare, reducerea consumului de material este cu atît mai importantă, putînd determina şi în cazul generatoarelor cu grad de concentrare ridicat, un cost neglijabil al generatorului propriuzis, în raport cu cel al concentratorului, aşa cum se întîmplă în centralele solare cu conversie termodinamică clasică.

3. Concluzii

Cercetările asupra generatoarelor termoelectrice solare, în ICPE, au stabilit posibilitatea realizării în ţara noastră a unor generatoare de putere mică pentru utilizări speciale. Costul acestor generatoare nu le face încă potrivite pentru utilizarea pe scară largă. Reducerea consumului de material prin reconsiderarea geometriei generatoarelor poate determina o scădere a costului, astfel încît acesta să devină neglijabil în raport cu costul sistemului de concentrare-captare, a radiaţiei solare. În aceste condiţii, în perspectivă, acest tip de generatoare solare vor intra în competiţie atît cu bateriile fotovoltaice, cît şi cu generatoarele funcţionînd în ciclu termodinamic clasic, avînd faţă de primele avantajul posibilităţii stocajului termic, precum şi al recuperării energiei pentru încălzire, iar în raport cu generatoarele clasice, avantajul simplităţii construcţiei, ca şi posibilitatea funcţionării pînă la temperaturi de 800—1 000°C prin utilizarea, de exemplu, a unor materiale termoelectrice de tipul aliajelor pe bază de germaniu şi siliciu.

Bibliografie

[1] *Telkes, M.* Solar thermoelectric generators. In: J. Appl. Phys., **25**, nr. 6, 1954, p. 765—777.

[2] *Stall, R.* Generateurs thermoelectriques. In: L'onde électrique, **55**, nr. 3, 1975, p. 167—176.

[3] *Fuschillo, N.* ş.a. Flat plate solar thermoelectric generators for near-earth orbite. In: Advanced Energy **6**, 1966, p. 103—112.

[4] *Moraru, D.* ş.a. Generatoare pentru conversia energiei solare în energie electrică. Raport ICPE la contractul 32/76 21 XII 1976.

[5] *Moraru, S.* ş.a. Generatoare pentru conversia energiei solare în energie electrică. Raport ICPE la contractul 32/76, 21 XII 1977.

[6] *Brandstetter, A.* and *Chok, E.P.* Generalized analysis oj thermoelectric device configuration. In: Energy Conversion **16**, 1977, p. 125—131.

[7] *Abowitz, G.* ş.a. Thin film thermoelectric. În: SCP and Solid State Technology, feb.; 1965, p. 18—22.

[8] *Shishido, F.* Electric conductivity and Seebeck coefficient through multi-layer film of semiconductors. In: Technical Report of ISSP, ser. A., no. 688, feb., 1975.

[9] *Dahlberg, R.* Electronic material. Great Britain Patent, nr. 1 216 0001/16 XII 1970.

[10] *Evans, W.G.* Characteristics of thermoelectric materials. În: Semiconductor Products, april 1963, p. 34—44.

CZ 621.36

TERMOELECTRICITATE
REFRIGERARE
BATERII

Materialele termoelectrice şi aplicaţiile lor

JENO JAKLOVZKY, GHEORGHE ALDICA, ŞTEFAN VALLASEK*—Bucureşti şi Cluj-Napoca

Introducere

Efectele termoelectrice au fost descoperite în prima jumătate a secolului trecut, dar aplicaţiile lor au devenit posibile numai după descoperirea semiconductorilor. Studiul teluriului de bismut a dus la obţinerea de rezultate senzaţionale în răcirea termoelectrică, mai ales după ce Ioffe şi colaboratorii săi [1] au arătat că prin aliere cresc performanţele acestor materiale. Tot Ioffe a stabilit că diferenţa maximă de temperatură, eficienţa frigorifică a refrigeratoarelor şi randamentul de conversie a generatoarelor termoelectrice depind de un singur parametru numit factor de merit şi definit prin relaţia:

$$Z = \frac{S^2 \cdot \sigma}{K}, \qquad (1)$$

* Ing. *Jaklovszky, J.* şi fiz. *Aldica Gh.* sînt cercetători şt. la I.F.T.M. — Bucureşti, iar fiz. *Vallasek, Şt.* — cercetător şt. la I.C.P.I.A.F. — Cluj-Napoca.

unde S este coeficientul Seebeck; σ — conductibilitatea electrică, iar K — conductibilitatea termică.

Obținerea materialelor termoelectrice

Cele mai bune materiale termoelectrice pentru temperaturi joase sînt aliajele 90% Bi_2Te_3 — 10% Bi_2Se_3 pentru ramura de tip N și 25% Bi_2Te_3 — 75% Sb_2Te_3 pentru ramura de tip P. Cu aceste materiale au fost atinse valori ale factorului de merit de $3{,}2 \cdot 10^{-3}$ K^{-1} pe termoelemente, obținute prin solidificare dirijată și $2{,}8 \cdot 10^{-3}$ K^{-1} pe termoelemente realizate prin tehnologia metalurgiei pulberilor.

La temperaturi mai ridicate se folosesc materiale termoelectrice pe bază de PbTe pînă la 500°C, iar peste această temperatură aliaje de germaniu — siliciu.

Elementele care intră în compoziția aliajelor pe bază de Bi_2Te_3 trebuie să prezinte un grad de puritate mai mare de 99,996% și de aceea prima fază tehnologică este purificarea materialelor. Elementele de puritate tehnică se produc în țară, iar seleniul se produce chiar la purități avansate, pentru industria electrotehnică.

Telurul și stibiul au fost purificate prin distilare, iar bismutul și plumbul, prin topire zonară.

Sinteza materialului se face prin topire. Elementele cîntărite se introduc în instalația de sinteză într-un creuzet de cuarț. Descrierea instalației și modul de lucru au fost prezentate mai pe larg într-o lucrare anterioară [2]. Topirea elementelor se face în atmosferă de argon sau azot purificat la temperatura de 850°C, pentru Bi_2Te_3 și 1 000°C, pentru PbTe, fiind urmată de agitare timp de 3—5 minute și răcire bruscă prin călire în apă. Lingourile care se obțin au un luciu metalic și o suprafață liberă lipsită de zgură sau oxizi. După sinteză lingourile se supun cîntăririi, pentru a se verifica exactitatea compoziției și măsurării coeficientului Seebeck.

Tehnologia termoelementelor

Tehnologia de obținere a termoelementelor prin metoda metalurgiei pulberilor este avantajoasă deoarece permite o producție de serie a unor loturi de termoelemente uniforme ca dimensiuni și proprietăți termoelectrice. Această metodă este simplă, ieftină și este de preferat altor metode, deși factorul de merit este mai slab.

Prima operație este obținerea pulberii de material termoelectric, ceea ce se realizează prin măcinare într-un mojar vibrator și prin cernere. Mărimea grăunților afectează în mod substanțial proprietățile termoelementelor [3,4]. Pentru materialele pe bază de Bi_2Te_3 s-a găsit ca optimă dimensiunea granulei în jur de 100 μm.

Materialul termoelectric măcinat trebuie presat imediat deoarece menținerea pulberii în aer afectează negativ factorul de merit al termoelementelor rezultate [5].

Pentru ca dimensiunile termoelementelor să fie riguros constante pulberea s-a cîntărit înainte de presare. Dozarea volumetrică a pulberii de Bi_2Te_3 nu a dat satisfacție, întrucît pulberea nu este echidimensională.

Presarea se face într-o matriță demontabilă la presiunea de 6 tf/cm^2. Dacă presiunea de compactare este mai mare probele se umflă la sinterizare din cauza aerului închis în pori și crăpăturile interne apărute scad conductibilitatea electrică [6]. Durata presării nu are o influență prea mare asupra proprietăților termoelectrice, așa că s-a folosit un timp de menținere sub presiune de 5 secunde. Presarea s-a făcut la rece și a fost urmată de o recoacere de sinterizare.

Sinterizarea termoelementelor de Bi_2Te_3 se face în fiole de sticlă închise sub vid preliminar, într-un cuptor tubular, la o temperatură constantă de 410°C, pentru termoelementele de tip N și de 375°C pentru cele de tip P. Durata sinterizării a fost determinată experimental, considerîndu-se ca optimă 8 ore.

Măsurarea proprietăților termoelementelor se face atît înainte de sinterizare, cît și după sinterizare. Uzual se măsoară coeficientul Seebeck și conductibilitatea electrică la temperatura camerei pe o instalație de măsură descrisă anterior [7].

Pentru măsurători mai precise sau la temperaturi ridicate se folosește o instalație de măsură sub vid cu care se determină coeficientul Seebeck, conductibilitatea electrică și factorul de merit în domeniul de temperaturi 25—400°C.

Măsurarea conductibilității termice este foarte anevoioasă, iar erorile de măsură sînt foarte mari. Este de preferat să se calculeze conductibilitatea termică cunoscînd factorul de merit, coeficientul Seebeck și conductibilitatea electrică.

Construcția aparatelor termoelectrice

Dificultatea construcției diverselor aparate termoelectrice este înlăturată prin adoptarea unei soluții modulare. Prin aceasta se reduc tipodimensiunile și se simplifică construcția permițînd lucrul de serie.

Modulul termoelectric este o înseriere a mai multor perechi de termoelemente, la care contactele calde sînt dispuse pe o singură față, iar cele reci pe fața opusă. În figura 1 se prezintă un modulul termoelectric cu 8 perechi de termoelemente în două secțiuni.

Suportul pe care se construiește modulul termoelectric este o placă de aluminiu eloxată *1*.

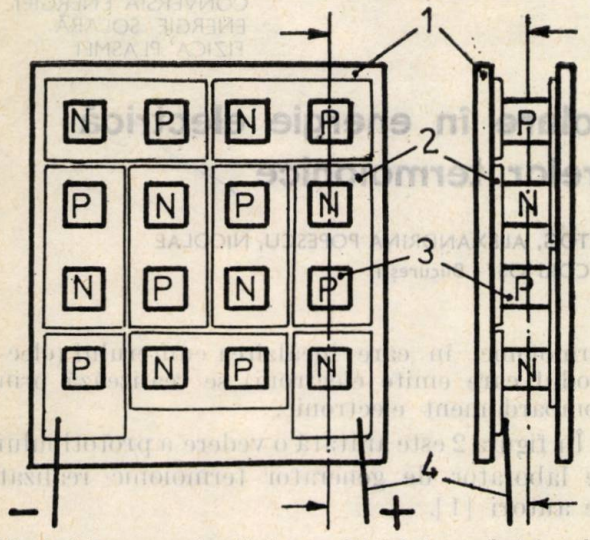


Fig. 1. Schema constructivă a modulului termoelectric refrigerator.

Pe aceasta se lipesc, cu un adeziv adecvat, plăcile de comutaţie din cupru *2*. Termoelementele *3* se contactează cu aliaj Bi — Sn şi se lipesc cu ajutorul unui poziţioner pe una din faţetele modulului, formînd un fel de „perie". Ansamblul se răstoarnă peste faţa opusă, care este încălzită, pentru formarea celorlalte contacte. În faza de „perie" se ataşează contactele electrice sub forma unor conductori de cupru liţaţi *4*, pe plăcile de comutaţie ale termoelementelor de capăt ale modulului. Contactele de curent ale modulului termoelectric sînt aplicate întotdeauna pe faţa aflată la temperatura camerei pentru a micşora transferul de căldură prin conductorii de cupru.

Întrucît funcţionarea modulului termoelectric impune existenţa unei diferenţe de temperatură cît mai mare, pe una din feţele modulului se ataşează un radiator sau o placă răcită cu apă. Diferenţa de temperatură între feţele modulului duce la apariţia unor tensiuni mecanice datorită dilatării unei feţe şi contracţiei celeilalte. Aceste tensiuni pot ajunge aşa de mari încît pot să producă forfecarea termoelementelor. Pentru a creşte fiabilitatea modulelor trebuie luate măsuri de reducere a acestor tensiuni mecanice, cum ar fi îngroşarea contactelor astfel ca aliajul mai ductil să preia tensiunile de forfecare. La modulele generatoare solare planare unde distanţele dintre termoelemente sînt mai mari a trebuit chiar suprimată placa de aluminiu de pe suprafaţa încălzită şi nervurarea plăcilor de comutaţie calde.

Pe baza modulelor refrigeratoare se construiesc, la I.C.P.I.A.F. Cluj-Napoca, următoarele dispozitive :

— modulul termoelectric MTE 18—8 ;
— microfrigider termoelectric de laborator ;
— termostat de referinţă 0°C „Zeroterm" ;
— plonjor pentru răcirea lichidelor „Frigoplonjor".

Modulul termoelectric MTE 18—8 este compus din 18 perechi de termoelemente pe bază de Bi_2Te_3 cu dimensiunile 3 ×3 ×4 mm şi funcţionează la curent optim de 8 A. Alimentarea se face în curent continuu filtrat şi puterea consumată este de 15 W. Suprafaţa modulului este de 46 × 36 mm, iar înălţimea de 11 mm. Diferenţa maximă de temperatură este de 45°C, cînd sudura caldă este menţinută la 20°C.

În cursul fabricaţiei fiecare modul este supus la următoarele teste : măsurarea rezistenţei interne şi a diferenţei maxime de temperatură.

Microfrigiderul are capacitatea de 2 l, asigură o temperatură în limitele +15÷−13°C. El funcţionează cu patru module termoelectrice MTE 18—8 alimentate în curent continuu cu 8 V şi 6 A.

Termostatul de referinţă este special conceput pentru a asigura 0°C la sudurile de referinţă ale termocuplelor. Temperatura de regim este menţinută în limitele a ± 0,1°C. Alimentarea se face direct de la reţea întrucît aparatul are un redresor înglobat.

Frigoplonjorul este prevăzut cu două module MTE 18—8 şi realizează coborîrea temperaturii unei băi de 1—1,5 l cu 25°C sub temperatura ambiantă. Alimentarea se face în curent continuu 4V—6A.

În domeniul generatoarelor termoelectrice, I.F.T. M. în colaborare cu I.C.P.E. au realizat un generator termoelectric solar planar cu suprafaţa de 1 m^2 compus din 60 module legate în serie.

În ţara noastră, preocupările în domeniul termoelectricităţii continuă în direcţia lărgirii gamei de utilizare a dispozitivellor refrigeratoare termoelectrice, asimilarea unor noi materiale termoelectrice pentru funcţionarea la temperaturi mai ridicate, precum şi realizarea pe baza acestora de generatoare termoelectrice.

Bibliografie

[1] *Ioffe, A. F.* Semiconductor thermoelements and thermoelectric cooling. Infosearch, London, 1957.
[2] *Jaklovszky, J., Ionescu, R., Nistor, N. şi Niculescu, D.* Prepararea materialelor pentru refrigeratori termoelectrici pe bază de Bi_2Te_3. In : Metalurgia **24**, nr. 7, 1972, p. 482.
[3] *Ionescu, R., Jaklovszky, J., Nistor, N. şi Chiculiţă, A.* Grain Size Effects on Thermoelectrical Properties of Sintered Solid Solutioms Based on Bi_2Te_3. In : Phys. Stat. Sol. a **27**, 1975, p. 27.
[4] *Jaklovszky, J., Ionescu, R., Nistor, N. şi Chiculiţă, A.* Grain Size Effects on the Figure of Merit of Sintered Solid Solutions Based on Bi_2Te_3. In : Phys. Stat Sol. (a) **27**, 1975, p. 329.
[5] *Cope, R. G., Penn, A. W.* The Powder Metallurgy of n — type $Bi_2Te_{2.55}Se_{0.45}$ Thermoelectric Material, In : J. Mater. Sci. **3**, 1968, p. 103.
[6] *Wendler, F., Schreiner, H.* Einfluss der Press und Sinterbedienungen auf die Eingenschafter Thermoelektrische Werkstoffe, In : Z. Metallkunde **56**, 1965, p. 853.
[7] *Jaklovszky J., Ionescu, R. şi Nistor, N.* Instalaţie de măsură rapidă a conductibilităţii electrice şi a forţei termoelectromotoare a materialelor semiconductoare. In : Electrotehnica **22**, 1974, p. 105.

CZ 537.32 : 523.72 : 533.9

Conversia directă a energiei solare în energie electrică cu ajutorul generatoarelor termoionice

GEAVIT MUSA, ION MUSTAȚĂ, ALEXANDRA BALTOG, ALEXANDRINA POPESCU, NICOLAE NICULESCU, ALEXANDRA CORMOȘ* — București

Evoluția rapidă a consumului mondial de energie, asociată cu perspectiva epuizării resurselor de combustibili au impulsionat cercetările privind obținerea energiei pe căi neconvenționale, cum este de exemplu cea termoionică, în care energia termică este transformată cu un randament direct în energie electrică.

Dezvoltată inițial în cadrul programelor NASA pentru aplicații în astronautică, această nouă cale a fost reconsiderată în ultimii ani și pentru aplicațiile terestre. Una din posibilitățile de utilizare a conversiei termoionice este și aceea a transformării energiei solare în energie electrică.

Conversia directă a energiei termice în energie electrică în convertizoarele termoionice se bazează pe emisia de electroni de la un electrod ce primește energie termică și captarea acestor electroni de către un al doilea electrod, denumit colector. Apare astfel o diferență de potențial între cei doi electrozi și dacă se leagă o sarcină externă de rezistență R, atunci generatorul termoionic debitează un curent electric I. Evident, spațiul dintre cei doi electrozi este vidat și pentru compensarea sarcinii spațiale electronice prin formare de ioni pozitivi; în acest interval se află vapori de cesiu ușor ionizabili.

În figura 1 se prezintă o schiță constructivă a unui model de laborator al generatorului termoionic, în care încălzirea emiterului (electrodul care emite electroni) se realizează prin bombardament electronic.

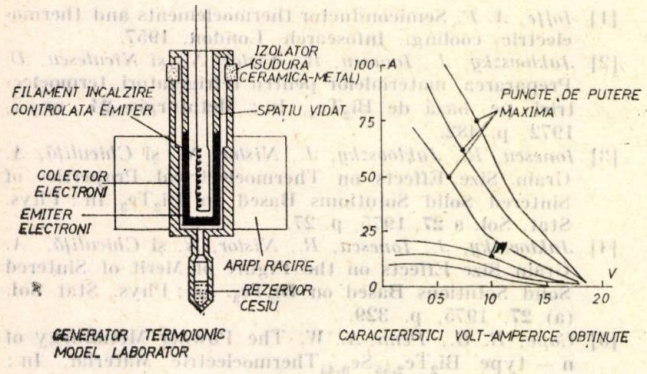


Fig. 1. Schița constructivă a generatorului termonoinic (model de laborator) și caracteristicile voltamperice obținute cu acesta.

În figura 2 este arătată o vedere a prototipului de laborator de generator termoionic realizat de autori [1].

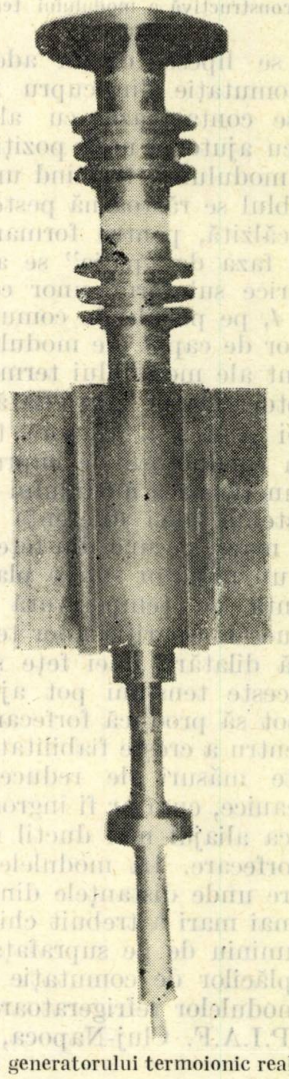


Fig. 2. Fotografia generatorului termoionic realizat la IFTAR.

Acest generator poate debita un curent de 80 A la o valoare a tensiunii la bornele generatorului de 0,4—0,5 V. Randamentul de conversie este de aproape 10%.

* Fizicienii *Musa G., Mustață I., Baltog, Al., Popescu, Al.*, și *Niculescu, N.* sînt cercetători științifici, iar *Cormoș, Al.* — inginer chimist la IFTAR — București.

Dacă puterea debitată de generatorul termoionic era de aproape 40 W, pentru randamentul de 10%, rezultă că puterea folosită pentru încălzirea emiterului era de 400 W.

O asemenea concentrare de putere într-un volum echivalent cu al emiterului (diametrul aproximativ 20 cm, lungimea aproximativ 20—40 mm) se poate obține și folosind energia solară concentrată cu ajutorul unor oglinzi, de exemplu parabolice.

Sistemul astfel realizat reprezintă un ansamblu de conversie a energiei solare în energie electrică cu ajutorul generatoarelor termoionice care este denumit generator termoionic solar sau, prescurtat, GTS.

O diagramă-bloc pentru un asemenea sistem [2] este arătată în figura 3. Sistemul GTS

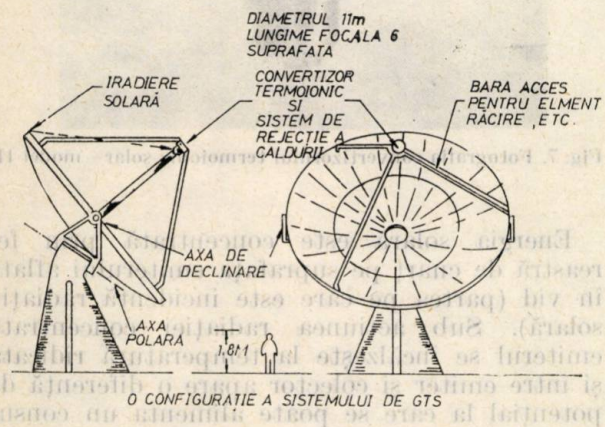


Fig. 3. Diagrama-bloc pentru sistemul de Generator Termoionic Solar.

constă din următoarele componente principale: concentratorul de energie solară; generatorul sau generatoarele termoionice; sistemul de orientare; alte sisteme auxiliare.

Întrucît energia solară incidentă în unitatea de timp pe suprafața de 1 m² este relativ mică (aproximativ 1 kW/m²), pentru a se ajunge la valori de 300—400 W pe cîțiva centimetri pătrați este necesară folosirea unor sisteme care să concentreze energia solară. Tipul de concentrator depinde de temperatura la care trebuie adus un obiect aflat în focar. În cazul generatoarelor termoionice această temperatură trebuie să depășească 1 400°K. Singurele sisteme care satisfac această cerință sînt oglinzile parabolice sau lentilele Fresnel.

Parametrul principal care caracterizează concentratorul de energie solară este raportul de concentrare, definit ca raportul dintre aria proiectată a concentratorului pe aria secțiunii radiației concentrate.

În figura 4 se prezintă graficul eficienței de colectare a energiei solare pentru o oglindă parabolică, presupunînd existența unor pierderi de 15% prin absorbția de energie solară la oglindă. Eficiența de colectare pentru un raport de concentrare de 2 000 ajunge la 72%. Figura 4 ne arată, totodată, influența ratei de concen-

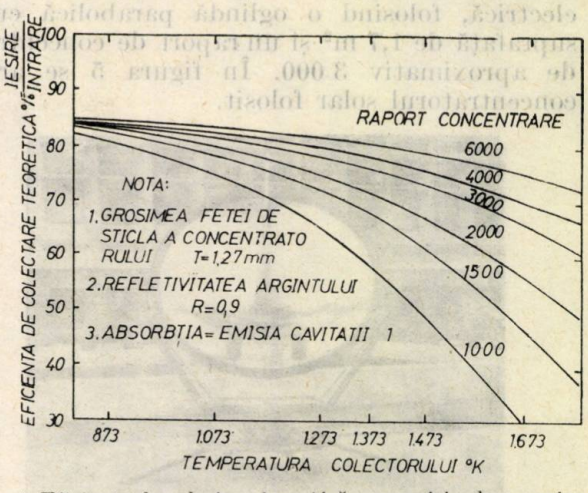


Fig. 4. Eficiența de colectare teoretică a energiei solare pentru diverse rapoarte de concentrare funcție de temperatura colectorului.

trare asupra eficienței de colectare. Cerințele impuse pentru realizarea suprafeței oglinzii sînt destul de mari, devierile unghiulare permise într-un punct față de orientarea suprafeței parabolice ideale fiind mai mici de 0,2 grade. Rezultatele experimentale obținute utilizînd măsurători calorimetrice au arătat că o oglindă parabolică poate asigura o eficiență de colectare de 81%.

Lentilele Fresnel în stadiul actual al tehnologiei nu pot depăși suprafețe de aproximativ 1 m². Din acest motiv, o lentilă Fresnel va lucra cu un singur generator termoionic. Experimentările făcute pe lentile Fresnel cu o suprafață de 1,140 m² au dat o eficiență de colectare de 61%, deși lentila nu era construită în mod special pentru scopul de colectare a energiei solare. Probabil cu aducerea unor îmbunătățiri se va ajunge la o putere de colectare de 85%.

În funcție de puterea concentrată în focar se proiectează modul în care se montează generatoarele termoionice. Pentru a stabili numărul de generatoare, se pornește de la faptul că un generator termoionic are o putere în jur de 100 W. Pentru concentratoare de suprafață mică (în jur de 1 m²) se folosește un singur generator termoionic [3—5].

În cazul unor colectoare solare mai mari, se utilizează cinci generatoare dispuse astfel încît să formeze o cavitate cubică, o față a cavității cubice fiind liberă pentru a pătrunde radiația solară concentrată [6]. În cazul proiectului prezentat în figura 3, unde se propune un concentrator cu o suprafață de 93 m² și cu un raport de concentrare de 2 000 de ori, în focar sînt prevăzute a se monta 180 de generatoare termoionice cu geometrie plană.

Utilizînd tehnologiile elaborate la realizarea prototipului de generator termoionic s-au elaborat trei modele de generatoare termoionice destinate conversiei energiei solare în energie electrică, folosind o oglindă parabolică cu o suprafață de 1,7 m² și un raport de concentrare de aproximativ 3 000. În figura 5 se arată concentratorul solar folosit.

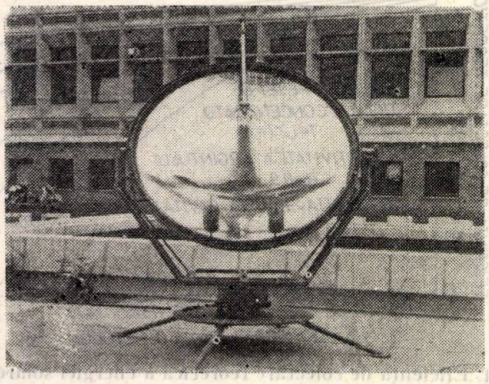


Fig. 5. Fotografia concentratorului solar folosit la IFTAR.

În figura 6 se redă schița unui convertizor solar modelul III realizat de autori, iar în figura 7, fotografia modelului asamblat final, toate asamblările părților componente fiind realizate prin bombardament cu fascicul de electroni.

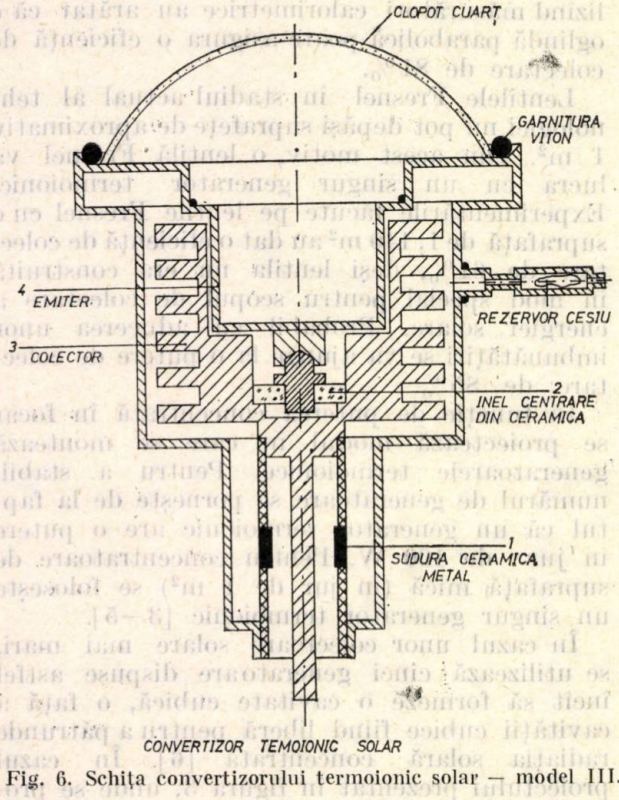


Fig. 6. Schița convertizorului termoionic solar — model III.

Generatorul realizat permite obținerea unei puteri de 20 W la ieșire, așa cum a rezultat din testările preliminare făcute în laborator.

Fig. 7. Fotografia convertizorului termoionic solar — model III

Energia solară este concentrată prin fereastră de cuarț pe suprafața emiterului aflată în vid (partea pe care este incidentă radiația solară). Sub acțiunea radiației concentrate emiterul se încălzește la temperatură ridicată și între emiter și colector apare o diferență de potențial la care se poate alimenta un consumator extern.

Un aspect care prezintă dificultăți în utilizarea practică a GTS este orientarea după soare a concentratorului. Sistemul necesită o precizie mare de orientare. Deși, în urma certărilor spațiale, problema orientării după soare este practic rezolvată, totuși sistemul este încă costisitor. Precizia necesară în orientare este de ordinul zecimilor de grad.

Dispozitivele auxiliare sînt legate de utilizarea energiei electrice produse. Generatorul termoionic debitează curent continuu la valori mari și sub tensiune mică. O primă etapă constă în ridicarea tensiunii prin punerea în serie a mai multor generatoare termoionice. Energia electrică sub această formă poate fi folosită fie direct, la procese de electroliză în uzine care necesită curent continuu, fie pentru a produce hidrogen ce urmează a se depozita drept combustibil. Folosirea de invertoare permite și obținerea de curent alternativ.

O cale interesantă o prezintă sistemele topping, aplicabile mai ales în cadrul unor proiecte de genul celor arătate în figura 3.

Temperatura colectorului generatorului termoionic este mare, de aproximativ 600—700°K,

suficientă pentru a se realiza un nou ciclu pentru transformarea energiei termice, ce iese din generatorul termoionic, în energie electrică folosind mijloace clasice.

Utilizarea unui asemenea sistem ar duce la construirea unor centrale electrice cu energie solară cu un randament superior centralelor solare bazate pe încălzirea apei. Cu atît mai mare ar fi saltul cu cît randamentul generatorilor termoionici ar crește de la actuala valoare de 20—12% la valoarea așteptată de 20—25%.

Într-o atare situație GTS ar fi pe primul plan, atît în domeniul conversiei energiei solare, cît și în cel al centralelor clasice, impunînd peste tot ideea de sisteme topping.

Un asemenea randament ridicat de transformare a energiei termice în energie electrică în convertizor ar ușura mult problemele constructive, ar da posibilitatea înlocuirii unor materiale scumpe, ar mări durata și siguranța funcționării centralelor electrice ce folosesc și convertizoare termoionice.

Bibliografie

[1] *Musa G., Popescu A., Ballog, A., Popescu D., Mustață I., Niculescu N., Năstase L., Cormoș A.* Review paper on thermionic energy conversion researches at IFTAR. In: P.P.1. 1977.

[2] *Shimada K., Swerdlung M.* Terrestrial solar thermionic energy conversion sistems concept. In: NASA Technical Memorandum, Jet Propulsion Laboratory, November, 1975.

[3] *Musa G., Popescu A., Ballog A., Mustață I., Niculescu N., Cormoș A.* Generatoare termoionice solare. In: Contract cu ICPE (1977).

[4] *Grigoriev, E.I., Zanțev V. N., Melnikov, M. V., Nevejin, O. A., Ovcinikov, V. S., Ppoliektov, V. P., Readiko I. M., Hudiakov, S. A., Iurin E. M.* Nekotorie vaprosî sozdaniia solnecinoi termoemissionnoi enertgeticeskoi ustanovki. In: Gheliotehnica, 2, nr. 9, 1977.

[5] *Stapfer G., Shimada K.* Electrical testing of a six-converter generator. In: Thermionic Conversion Specialist Conference, Octomber, 159, 1968.

[6] *Merra, S.G., Weinstein, J. H.* Recent progress in the development of solar thermionic converters. In: Thermionic Conversion Specialist Conference, 295, 1963.

[7] *Rouklove, P.* Results of laboratory tests of set thermionic converters and generators. In: Thermionic Conversion Specialist Conference, Gatlinburg, 305, 1963.

[8] *Rouklove, P.* Thermionic converters and generators for space application. Part II: Solar thermionic generators. In: Thermionic Electrical Power Generation, 1, 1965.

[9] *Rouklove, P.* Thermionic Converter and Generator Tests. In: Thermionic conversion specialist conference. Houston, 185, 1966.

[10] *Brosens, P. J.* The Influence of design and materials on the performance of an advanced solar converter. In: Thermionic Conversion Specialist Conference, Houston, 192, 1966.

CZ 621.314.5

HELIOTROP AUTONOM
ORIENTATOR CU BIMETAL
ORIENTATOR PNEUMATIC

Asupra unor soluții de heliotrop autonom

HARI MINȚI și GHEORGHE PETROVICI* — București

Introducere

Realizarea urmăririi soarelui, plecînd de la constatarea că un panou cu celule solare, un concentrator sau un heliostat mărește randamentul de captare, nu este o problemă relativ simplă. Foarte multe proiecte cu captatoare plane ocolesc folosirea orientării care introduce investiții suplimentare. Deoarece, însă, randamentele cele mai înalte, ca și puterile mari se obțin doar cu orientare și concentrare, realizarea mișcării instalației de captare a energiei solare, care urmărește mișcarea aparentă a astrului, devine de neocolit.

Sînt întîlnite în practică mai multe sisteme de orientare, (fig. 1), care se pot clasifica după dispunerea axelor de antrenare în trei categorii:

— montură ecuatorială,
— montură azimutală și
— sisteme de tip heliostat.

Dacă mișcarea sistemului de concentrare-captare se face prin rotație uniformă în jurul unei axe înclinate, paralelă cu axa lumi și a unei a doua axe perpendiculare pe primia, va fi vorba de MONTURA ECUATORIALĂ (fig. 2a).

Viteza unghiulară de rotație în jurul axei polare este constantă și egală cu:

$$\omega_{ecuatorial} = 1 \text{ rot/24h} = \frac{1}{1\,440} \text{ rot/min.} \qquad (1)$$

După cum este cunoscut, înălțimea unghiulară a soarelui deasupra orizontului la amiază, este:

$$h = 90^\circ - \varphi + \delta, \qquad (2)$$

unde φ = latitudinea geografică a locului și δ = declinația soarelui. Deoarece declinația soarelui se modifică în cursul anului, $\delta \in (-23^\circ,5\,;\ +23^\circ,5)$, orientarea instalației după declinația soarelui se face acționînd din timp în timp asupra axei de declinație (declinația soarelui nu sa modifică semnificativ în timpul aceleiași zile).

* Dr. fiz. *Minți H.* este cercetător st., iar *Petrocivi, Gh.* inginer principal la ICPE—București.

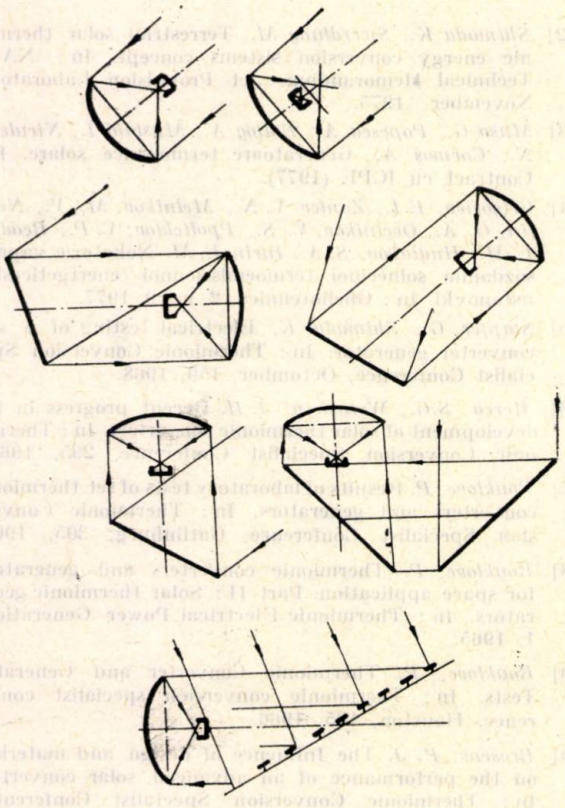


Fig. 1. Orientatoare solare.

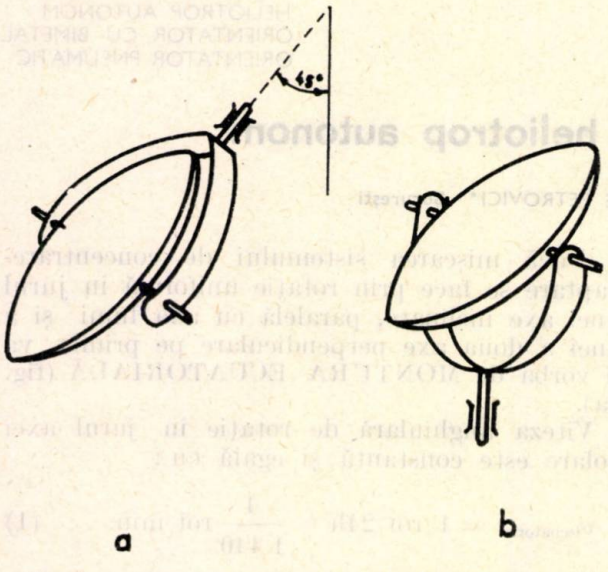


Fig. 2. a) Montură ecuatorială; b) Montură azimutală.

Avantajele monturii ecuatoriale vor fi importante în sensul că în planul ecuatorial viteza de rotaţie necesară este uniformă. Dezavantajul vine însă din greutatea relativă de realizare a axei de rotaţie înclinate. Pentru Bucureşti unghiul de înclinare al axei de rotaţie va fi de aproximativ 45° (pentru Bucureşti-Filaret $\varphi = 44°24'50''$, a se vedea [1]).

Rotaţia sistemului de concentrare-captare se face în jurul unei axe verticale şi a uneia orizontale atunci cînd se fac referiri la MONTURA AZIMUTALĂ (fig. 2b). Vitezele unghiulare de rotaţie în azimut şi înclinare [2] rezultă din următoarele relaţii:

$$\omega_a = \frac{\mathrm{d}a}{\mathrm{d}t} = \frac{K(\sin\varphi - \cos\varphi \operatorname{tg}\delta\cos\tau)}{\sin^2\tau + (\cos\tau\sin\varphi - \cos\varphi\operatorname{tg}\delta)^{1/2}}, \quad (3)$$

$$\omega_h = \frac{\mathrm{d}h}{\mathrm{d}t} = \frac{K\cos\delta\cos\varphi\sin\tau}{[1 - (\sin\varphi\sin\delta + \cos\delta\cos\varphi\cos\tau)^{1/2}}, \quad (4)$$

unde $K = 15$, dacă vitezele unghiulare sînt exprimate în grade/ore şi τ = unghiul orar (unghiul socotit de la amiază către răsărit sau către apus).

Avantajele constructive ale monturii azimutale sînt importante. Dezavantajul principal, acela care ţine de greutatea realizării unei mişcări de orientare după legile (3)—(4), devine neesenţial atunci cînd se trece la realizarea unei instalaţii în care se prevede sincronizarea mişcării cu ajutorul unui circuit fotoelectric cu reacţie inversă.

Din experienţa căpătată în cadrul modelelor aflate în lucru la ICPE, chiar şi pentru o montură ecuatorială (din cauza greutăţii de a realiza o mişcare de rotaţie uniformă, conform relaţiei (1) şi cu investiţii cît mai mici), devine necesară şi în acest caz folosirea sincronizării „direct pe soare" cu ajutorul unui circuit cu reacţie inversă.

Rotaţia unei oglinzi plane de tip HELIOSTAT, care să transmită în orice moment fasciculul de raze emergent după o direcţie constantă, în care se găseşte sistemul de captare principal (fig. 3), se va face, de regulă, cu monturi ecuatoriale, azimutale, acţionate individual sau în grup. În cazul sistemelor de tip heliostat,

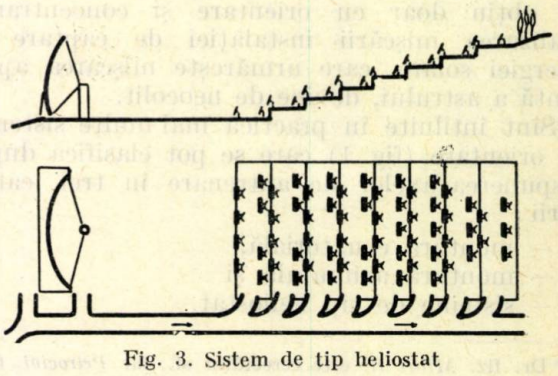


Fig. 3. Sistem de tip heliostat

pentru a împiedica umbrirea reciprocă a oglinzilor-heliostat pe durata urmăririi soarelui, se vor lua măsuri suplimentare.

Pentru instalaţiile solare de putere — cele utilizînd sisteme heliostat — este unanim acceptată utilizarea unei părţi din energia captată pentru asigurarea orientării sistemului.

La instalaţiile de putere foarte mică (1—10 W) care vor putea alimenta cu energie electrică staţiile meteorologice izolate, punctele de semnalizare fluvială şi marină etc., este vehiculată ideea realizării unor heliotropi autonomi, care să nu consume din energia captată de panoul solar.

Un orientator, de orice tip ar fi el, va depinde de două categorii de factori în timpul funcţionării sale :

I — de anotimp, de trecerea de la zi la noapte, de înălţimea soarelui deasupra orizontului în cursul aceleeaşi zile şi de atenuarea radiaţiei solare în funcţie de apropierea de orizont etc. ;

II — de interpunerea norilor, intervenţia vîntului, variaţia umezelii aerului, prezenţa prafului etc.

Dat fiind caracterul periodic şi previzibil al factorilor din prima categorie faţă de acţiunea accidentală a factorilor din a doua categorie, amendamentele constructive, care să permită considerarea influenţei a cît mai mulţi factori asupra funcţionării optime a orientatorului, în sensul realizării unei alinieri cît mai bune a receptorului către soare, vor trebui să fie în atenţia proiectantului în mod distinct.

În acest context un orientator solar ideal ar trebui :

— *să urmărească soarele cu o precizie dată*, în orice moment normala la panoul solar, sau axa optică a oglinzii parabolice concentratoare, să fie paralelă cu direcţia radiaţiei solare incidente ;

— *să nu depindă de factorii din a doua categorie* şi

— *să se întoarcă către punctul cardinal Est* (sau locul de unde răsare soarele la momentul calendaristic dat) în fiecare dimineaţă.

Din motive de spaţiu nu se vor face comentarii detaliate asupra tuturor problemelor ridicate de orientarea ideală a unui panou solar, ci se va arăta cum se încearcă ocolirea într-o anumită măsură, prin modelele aflate în studiu la ICPE, a impedimentelor respective.

1. Orientator cu bimetal în montură ecuatorială

Efectul de torsiune care apare într-o spirală de bimetal sub acţiunea radiaţiei solare incidente poate fi folosit la orientarea unui panou solar, panou ce poate fi însoţit de un concentrator (oglindă parabolică sau lentilă Fresnel) (fig. 4).

Ideea utilizării bimetalului s-a materializat odată cu introducerea alimentării cu energie solară a sateliţilor artificiali ai pămîntului prin conversie fotovoltaică [3].

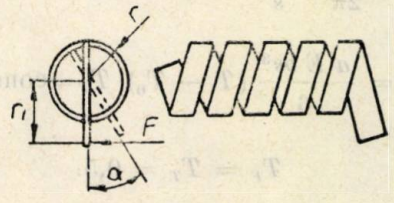


Fig. 4. Principiul orientării cu spirală de bimetal.

Posibilitatea aplicării terestre a orientării cu spirală de bimetal va fi limitată într-o anumită măsură, după cum se va vedea mai jos, relativ la avantajele superioare obţinute pe sateliţi.

Deplasarea unghiulară α a unei spirale de bimetal va fi direct proporţională cu creşterea temperaturii, de la temperatura ambiantă T_0 la temperatura T,

$$\alpha = A \cdot (T - T_0), \tag{5}$$

unde :

$$A = c \cdot \frac{360}{2\pi} \frac{2al}{s}$$

este o constantă, depinzînd de materialul şi geometria spiralei :

a — deflecţia specifică, grad^{-1} ;
s — grosimea, mm ;
l — lungimea, mm ;
c — coeficient de transmisie a radiaţiei, depinzînd de acoperirea termică.

Cînd are loc o variaţie a forţei la temperatură constantă, deplasarea unghiulară este micşorată, după [4], cu o valoare :

$$\alpha = \frac{360}{2\pi} \frac{12\, lr_1}{bs^3 E} (F - F_0), \tag{6}$$

unde s-a notat cu :

b — lăţimea benzii de bimetal, mm ;
r_1 — braţul forţei rezistente, mm ;
E — modulul lui Young, N/mm^2 ;
F_0, F — forţa iniţială şi finală, N.

Pentru a folosi un volum minim de bimetal se poate considera că jumătate din variaţia temperaturii se consumă pentru învingerea inerţiei sistemului, iar cealaltă jumătate pentru realizarea mişcării unghiulare. În acest sens

se preferă o altă formă a relațiilor (5) și (6) și anume (7)—(9):

$$\alpha = c \cdot \frac{360}{2\pi} \cdot \frac{2\,al}{s} (T - T_0) \cdot T_F = \text{const}, \quad (7)$$

$$Fx_1 = \frac{a\,E\,bs^3}{6} (T - T_0) \cdot T_T = \text{const}, \quad (8)$$

$$T_F = T_T = 0{,}5. \quad (9)$$

Varianta proiectată ține seama de factorii din prima categorie, în sensul că realizează o deplasare incrementală a panoului solar în cadrul unei monturi ecuatoriale. Preferarea deplasării incrementale pe bază de clicheți cu înțepenire a fost dictată de un compromis față de factorii din a doua categorie. Spirala care dictează rotația în planul ecuatorial se rotește într-un singur sens, acela al rotației aparente a soarelui (fig. 5). Ansamblul nu

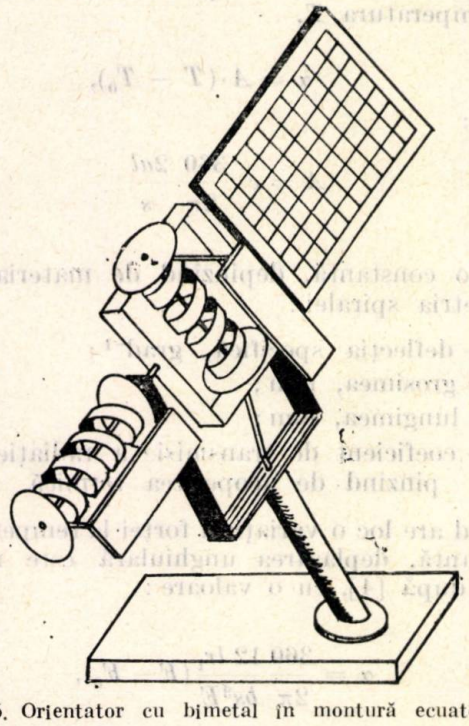


Fig. 5. Orientator cu bimetal în montură ecuatorială.

poate reveni singur la poziția de răsărit a soarelui, trebuind readus manual, însă se mișcă toată ziua indiferent de intensitatea radiației solare — atîta timp cît radiația solară neobturată de nori prea groși poate crea o umbră netă în raport cu marginea unui ecran. Deplasarea în declinație a orientatorului se face cu o a doua spirală de bimetal, cu o libertate mai mică, dar în ambele sensuri, asigurînd panoului solar o înclinare mai mică față de verticală vara relativ la iarnă. Deoarece însă unghiul de declinație a soarelui se menține în cursul aceleiași zile, se poate eventual renunța la cea de a doua spirală de înclinație, rămînînd însă în cadrul monturii ecuatoriale.

2. Orientator pneumatic

În acest context se va considera un sistem format din două incinte A și B, umplute cu gaz și legate printr-un vas comunicant. Sistemul este fixat într-o sferă prevăzută la partea superioară cu o lentilă Fresnel pentru concentrarea radiației solare. Un convertor de radiație solară, de tip fotovoltaic, plasat pe suprafața aa' va trebui să rămînă orientat către soare. Sfera, de preferință din material plastic transparent (fig. 6a), plutește pe apă avînd ca

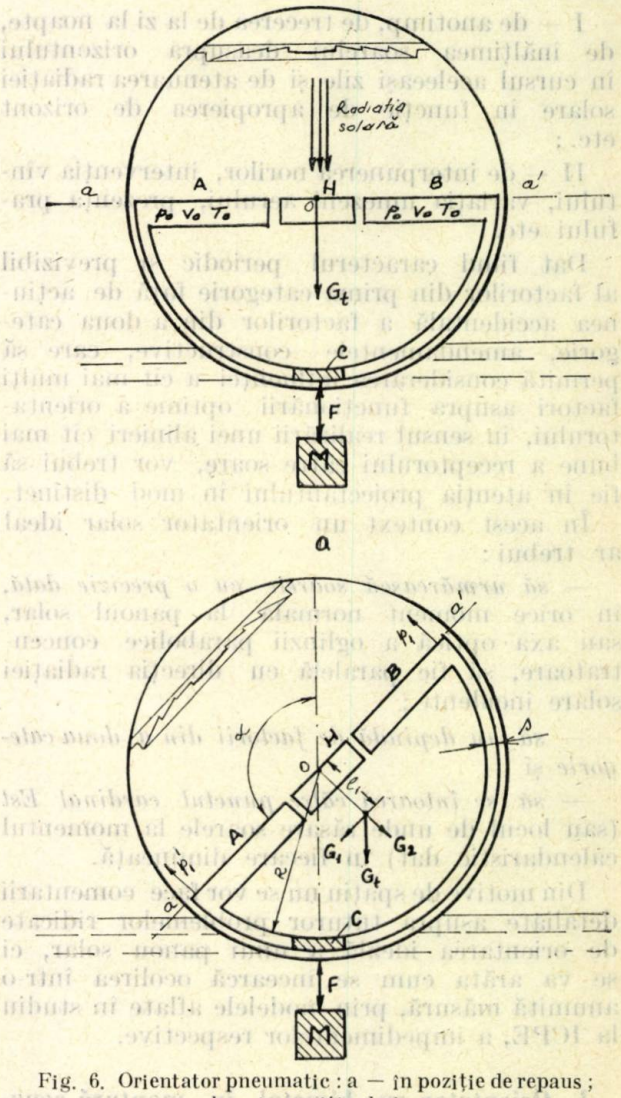


Fig. 6. Orientator pneumatic: a — în poziție de repaus; b — în poziție de lucru.

„punct de sprijin" forța de interacțiune dintre un magnet permanent, exterior, fix M și un „piston" C, realizat dintr-un fluid magnetic introdus în vasul comunicant.

Orice diferență de iluminare, la nivelul celor două incinte A și B se traduce printr-o dife-

rență de presiune pe cele două fețe ale pistonului. Rezultatul este orientarea sferei în ansamblul său, pistonul fiind „legat" magnetic de magnetul exterior fix.

Pentru ca orientatorul să poată relua, în fiecare zi, ciclul de orientare este preferabil ca poziția sa de repaus (lipsa radiației solare) să fie cea în care suprafața aa' este orizontală (fig. 6b).

Pentru motivele amintite este suficient ca centrul de greutate al ansamblului să se găsească sub centrul geometric al sferei, la o distanță l_1, astfel încît componenta G_1 să poată readuce sistemul la poziția de repaus. Considerînd că radiația nu mai cade pe suprafața activă H a convertorului fotovoltaic, ca urmare a mișcării diurne a soarelui, ea va ajunge pe incinta B, se va obține o ridicare a temperaturii de la T_0 la $T_0 + \Delta T$.

Dilatarea gazului din incinta B va crea o diferență de presiune la nivelul fețelor pistonului.

Pentru a determina limitele de funcționare a sistenului, se va determina modul cum răspunde orientatorul la variația diferenței de temperatură a incintelor A și B, ca și ponderea altor factori (condițiile inițiale ale sistemului, geometrie etc.) în optimizarea funcționării sale.

Ecuația de echilibru a sferei va fi dată de bilanțul momentelor față de centrul acesteia:

$$M_{p_1} = M_{p_1'} + M_{G_1}, \qquad (0)$$

$$p_1 \cdot S \cdot R = p_1' \cdot S \cdot R + G_T\, l_1 \cos\alpha, \qquad (11)$$

unde: M_{p_1} este momentul forței $p_1 \cdot S$;
$M_{p_1'}$ — momentul forței $p_1 \cdot S$;
M_{G_1} — momentul forței G_1. componenta greutății totale.
S — secțiunea vasului comunicant.

Pentru incinta A într-o transformare izotermă, se poate scrie:

$$p_0 V_0 = p_1'(V_0 - \Delta V),$$

$$p_1' = \frac{p_0 v_0}{V_0 - \Delta V}. \qquad (12)$$

iar pentru incinta B, în cazul unei transformări generale:

$$\frac{p_0 V_0}{T_0} = \frac{p_1(V_0 + \Delta V)}{T_0 + \Delta T}, \qquad (13)$$

$$p_1 = \frac{p_0 v_0 (T_0 - \Delta T)}{T_0(V_0 + \Delta V)}.$$

Plecînd de la relațiile (11)—(13) se ajunge la:

$$\frac{p_0 V_0 (T_0 + \Delta T) S \cdot R}{T_0 (V_0 + \Delta V)} = \frac{p_0 V_0}{V_0 - \Delta V} RS + G_T l_1 \cos\alpha.$$

Se obține o ecuație de gradul al doilea în ΔV:

$$T_0 G_T\, l_1 \cos\alpha (\Delta V)^2 - p_0 V_0 RS\,(2T_0 + \Delta T)\,\Delta V +$$

$$+ p_0 V_0^2 RS \Delta T - V_0^2 T_0 G_T\, l_1 \cos\alpha = 0,$$

a cărei soluție este:

$$\Delta V = \frac{p_0 V_0 RS(2T_0 + \Delta T) \pm V_0 \sqrt{p_0^2 R^2 S^2 (2T_0 + \Delta T)^2 - 4 T_0 G_T l_1 \cos\alpha\,(p_0 RS T_0 + p_0 RS \Delta T - T_0 G_T l_1 \cos\alpha}}{2 T_0 G_T l_1 \cos\alpha}.$$

Rezultatul obținut arată că variația de volum depinde, pe de o parte, de condițiile inițiale (termodinamice, p_0 și T_0 și fizice, R, S, V_0, G_T, l_1), iar pe de altă parte, de poziția sistemului (unghiul α și diferența de temperatură între cele două incinte A și B la un moment dat. Dar avînd ΔV calculat, se poate obține unghiul la centrul sferei pentru condițiile date.

Mai rămîn de studiat limitele distanței între centrul de greutate al sistemului și centrul sferei, de care depinde revenirea sistemului la orizontală. Aceasta se obține scriind bilanțul momentelor forței de frecare (dintre sferă și apă, precum și dintre fluidul magnetic și vasul comunicant) și al greutății sistemului:

$$G_T\, l_1 \cos\alpha = j \frac{d\omega}{dt} + C_{f_1} + C_{f_2},$$

unde: j este momentul de inerție al sistemului;
$\frac{d\omega}{dt}$ — accelerația unghiulară;
C_{f_1} — cuplul de frecare lichid-sferă;
C_{f_2} — cuplul de frecare lichid-magnetic-tub.

Este de subliniat că de alegerea corectă a distanței l_1 va depinde nu numai revenirea sistemului la orizontală, ci și domeniul de lucru al orientatorului solar. Dacă distanța l_1 va fi prea mică, orientatorul va deveni mai instabil pentru poziția de lucru, iar dacă aceasta va fi prea mare, instabilitatea va descrește odată cu micșorarea domeniului de lucru.

Bibliografie

[1] * * * Anuarul Observatorului din București, Editura Academiei R. S. România, 1978, p. 1.
[2] Solnecinie visokotemperaturnie peci. Sbornik perevodov pod redakției Prof. V.A. Bauma, Moskva, 1960.
[3] *Fairbanks, J. W.* and *Morse, F. H.* Passive solar array orientation devices for terrestrial application. In: Solar Energy, Vol. **14**, 1972, p. 67—79.
[4] * * * KANTHAL Thermostatic bimetal Handbook, 1976, p. 118.
[5] * * * Eyeballs point the solar cell at the sun: In: Electrical Review, nr. 11, 19 Mart 1976, p. 52.

CZ 621.312 : 620.9

CONVERSIA DIRECTĂ A ENERGIEI
TEHNOLOGIE

Perspective tehnologice pentru conversia directă a energiei solare în energie electrică

CRISTIAN I. POPESCU*—București

Introducere

În condițiile actualului consum intens de combustibili fosili în lume, utilizarea energiei solare poate aduce o contribuție importantă la satisfacerea nevoilor de energie.

Dacă avantajele incontestabile ale conversiei directe vor fi asociate într-un viitor nu prea îndepărtat, după unele previziuni, cu un cost redus al energiei produse, este foarte posibil ca acest mod de utilizare a energiei solare să devină dominant. Realizarea acestui deziderat va implica însă modificări radicale tehnologice, care să permită integrarea pe scară largă a acestei conversii în economia energetică.

Tehnologiile specifice, bazate pe noi materiale și procedee pentru producerea de energie de cost redus, cu randamente ridicate, vor trebui :

— să se bazeze pe materiale suficient de abundente și ieftine ;

— să nu pretindă materiale foarte pure, cu structură cristalină perfectă ;

— consumul de materiale rare și scumpe să fie redus la minimum ;

— să necesite o minimă intervenție umană și să evite procese greu compatibile, generatoare de discontinuități în fabricație ;

— să realizeze baterii de mari dimensiuni, de preferat ușoare și suple, într-un singur ciclu tehnologic, cu cheltuieli minime de asamblare și pierderi minime de material ;

— să fie ușor de preluat industrial prin extinderea tehnologiilor prezente.

Actualele panouri solare sînt realizate cu celule fotovoltaice cu siliciu, ce au atins un nivel de laborator foarte apropiat de limita maximă teoretică (randamente maxime 22%) și nu sînt de așteptat măriri spectaculoase în viitor. Cea mai avansată celulă comercializată în prezent (tip Violet Cell produsă de Centralab Inc. din SUA), are randamentul de 14%, iar energia costă 20—30 $/Watt.

Deoarece tehnologia actuală este încă tributară tehnologiei optimizate în vederea realizării structurilor planare de tranzistori și circuite integrate, a căror caracteristică de bază este miniaturizarea și un cost pe element relativ ridicat impus de tehnologie și nu de masa de siliciu conținută, sînt totuși posibile perfecționări tehnologice distincte pe termen scurt, în cadrul existent, în vederea optimizării producției de celule solare (mărirea parametrilor de conversie reproductibili și mai ales scăderea prețului de cost). De exemplu, se studiază introducerea Si cu rezistivitate scăzută, celule cu cîmp intern, suprafețe antireflectante texturate, celule cu multe joncțiuni verticale etc.

Schimbările importante în tehnologie (pe termen mai lung) au în vedere în special reducerea semnificativă a costurilor de materiale și de fabricație și se referă la dezvoltarea de procese economice de obținere și prelucrare a siliciului. În tabelul 1 este prezentat costul Si în $/kg de Si conținut, trecut prin diferite faze de fabricație [1].

Tabelul 1

Costul siliciului, $/kg

Siliciu metalurgic	0,50
Clorsilan	10
Policristalin pentru semiconductori	80—100
Monocristalin	220—250
Plachete pentru celule (300 μ)	550—650

Se observă că prețul materiei prime este, practic, neglijabil față de cel al monocristalului și mai ales al plachetei tăiate. Grosimea actuală a plachetelor (300 μ) este impusă de considerente mecanice la tăiere, operație în cursul căreia se pierde, de altfel, 50% din material. Apare, deci, evident că o trecere directă de la materia primă la plachete monocristaline sau chiar utilizarea de Si policristalin va antrena scăderi însemnate ale costurilor.

A treia etapă, de perspectivă, se referă la realizarea panourilor solare cu ordine de mărime mai ieftine, prin schimbări radicale de principii, materiale și tehnologii.

Scopul articolului de față este de a sistematiza principalele tendințe tehnologice din ultimele două etape (așa cum apar ele în prezent) ce au ca scop realizarea de panouri solare cu celule avînd conținut minim de material și arie mare.

1. Tragerea monocristalelor în formă de panglică

Din tabelul 1 s-a remarcat creșterea însemnată a costurilor de la materialul policristalin la plachete tăiate. S-au propus diferite metode

* Ing. fiz. *Popescu, I. Cr.* este cercetător șt. la ICPE — București.

de a obține direct monocristale în formă de panglică din Si topit [2, 3], dintre care s-au impus două :

a. *Metoda creșterii în formă definită* (EFG-edge defined film fed growth) [4], care permite realizarea unei panglici cu dimensiuni date prin tragere printr-o formă de grafit cu profil corespunzător, intercalată între topitură și interfața de creștere. S-au obținut astfel panglici de siliciu cu lățimea de 2 cm, lungimea de 40 cm și grosimea de 0,3—0,5 mm. Celulele s-au realizat apoi în modul obișnuit (difuzie), cu dimensiuni de 1 × 2 cm și performanțe ceva mai slabe decît cele convenționale (tabelul 2).

Tabelul 2

Performanțele celulelor solare cu siliciu panglică EFG

Parametrii/Tipul	Panglică (EFG)	Czochralski
I_{sc} mA/cm²	30,2	33,3
U_{gol} V	0,570	0,597
FF*	0,737	0,772
P_{max} mW/cm²	10,8	12,79
η_{AMO} %	0,39	11,12

În această tehnologie apar severe probleme de contaminare și un număr mărit de defecte cristaline. Este dificil să se mențină constante dimensiunile, iar celulele au comportare diferită la mijloc și la extremități. Costul său, estimat de 1 cent/inch², este mai mic decît cel al tehnologiei Czochralski, care, termodinamic, are valoarea de 20 kcal/mol sau 6 Wh/W, ceea ce corespunde la 10^{-4} $/W (laborator) și 1 $/W (industrial) [5].

S-au realizat, în același mod, panglici de GaAs dar cu mari dificultăți, fără rezultate notabile.

b. *Metoda pînzei dendritice* (Web-dendritic web process) [6].

Procedeul nu este nou (1960) dar s-a aplicat de curînd la celulele solare. Dacă se aranjează ca partea superioară a topiturii de siliciu să fie lichid suprarăcit, va apare o creștere rapidă de dendrite foarte subțiri. Pentru a obține o panglică se trag simultan două dendrite separate, care antrenează între ele o peliculă de siliciu topit. Prin solidificare rezultă o bandă monocristalină foarte subțire, de bună calitate, cu lățimea de 50 mm și grosimea de 100—200 μ.

O comparație între celulele clasice și cele realizate prin metoda Web (pe material de 10 ohm-cm) indică practic aceleași performanțe.

Tehnologia este foarte promițătoare. Celulele realizate au performanțe foarte bune și s-ar putea obține și scăderi substanțiale de costuri, deși tehnologia în sine este ceva mai scumpă decît cea clasică și procesul este mai dificil de controlat.

Tabelul 3

Performanțele celulelor solare cu siliciu panglică Web

Parametrii/Tipul	Panglică (Web)	Czochralski
I_{sc} mA/cm²	35	36
U_{gol} V	0,55	0,55
FF	0,735	0,73
P_{max} mW/cm²	14,5	14,5
η_{AMO} %	10,7	10,7

2. Straturi subțiri realizate prin reacția în fază gazoasă

Acest procedeu denumit CVD (chemical vapor deposition), larg folosit în industria semiconductorilor (epitaxie), implică expunerea substratului (monocristalin sau nu) la un amestec de gaze sau compuși volatilizați ce conțin constituenți ai materialului de depus și dopanți adecvați. Reacția chimică ce are loc pe substrat, activată termic prin iluminare sau în cîmp electric, produce materialul de depus în stare solidă și produși secundari gazoși [7]. S-au obținut în acest mod straturi subțiri de siliciu, compuși $A_{II}B_{VI}$ și $A_{III}B_{V}$.

a. *Tehnologia filmelor desprinse* (*PFT-peeled film technology*) [8].

Metoda se bazează pe creșterea epitaxială a unui strat monocristalin de Si, gros de 10—15 μ prin descompunerea termică a SiH_4 pe un monocristal din același material, acoperit în prealabil tot prin epitaxie cu un strat de Si_xGe_{1-x}. După realizarea întregii structuri a celulei, aceasta se desprinde de pe monocristal prin topirea Si_x Ge_{1-x}, prin vid înaintat, sau prin ridicarea de la un colț. S-au putut obține celule cu parametri ridicați (η_{AM1} = 10%), dar tehnologia este foarte dificilă și nu se pretează la obținerea de arii mai.

b. *Straturi subțiri de siliciu policristalin* [9].

Se remarcă, din tabelul 1, ca foarte promițătoare utilizarea siliciului policristalin. Procedeul cel mai utilizat de realizare, datorită economicității și reproductibilității bune, este reducerea termică a triclorsilanului cu hidrogen, pe substrat. Conductibilitatea stratului se controlează adăugînd compuși cu bor (tip n) și fosfor (tip p).

Alegerea substratului este critică : s-au impus prin cost redus și compatibilitate bună cu Si, cele din grafit și din Si metalurgic.

Celulele se ralizează prin crearea de straturi succesive de tip p și n, într-un singur ciclu de depunere pe suprafețe relativ mari.

* *FF*-factor de umplere (fill factor) definit prin relația $P_{max} = FF \cdot E \cdot I_{sc}$.

În tabelul 4 se prezintă cîteva rezultate obținute în acest mod. Pe substrat de siliciu metalurgic turnat s-au obținut randamente de 0,3%.

Tabel 4

Performanțele celulelor solare cu siliciu policristalin

Parametrii/Tipul	Substrat grafit	Substrat Si monocristal met.
I_{sc}, mA/cm²	12—15	16,5
U_{gol}, V	0,3—0,35	0,57
FF	0,54	0,62
P_{max}, mW/cm²	2,1	5,88
η_{AMO}, %	1,3—1,6	4,2

Tehnologia este simplă și puțin costisitoare și poate realiza celule de mari dimensiuni cu cantități foarte reduse de material policristalin. Prin optimizare și perfecționare se admite că în acest mod se vor realiza cele mai scăzute costuri ale structurilor cu joncțiuni $p—n$ din siliciu. Sînt necesare studii privind alegerea substratului, a temperaturii sale și a vitezei optime de depunere.

3. Straturi subțiri realizate prin reacție în fază lichidă

Metoda cunoscută și sub numele „Spray", folosită aproape exclusiv pentru realizarea de celule solare cu compuși $A_{II}B_{VI}$ [10], utilizează agenți organici (tiouree, selenouree etc.), care interacționează cu soluții ale sărurilor metalelor grele și formează precipitați ai compușilor respectivi, cînd sînt încălziți la un pH convenabil. Practic, un amestec lichid al celor două substanțe și agenți de dopare este pulverizat pe substratul încălzit, unde are loc reacția ce produce compusul și substanțe volatile.

Deoarece temperatura substratului este relativ scăzută (200—400°C), s-a putut folosi sticla (chiar obișnuită) [11] și materiale plastice poliimidice (Kapton) [5]. Dacă substratul este transparent se preferă celule de tipul backwall (iluminare prin CdS); în caz contrar sînt de tip frontwall (iluminare prin Cu_2S).

Schema tehnologică a procedeului Spray pe substrat sticlă este cea din figura 1.

S-au realizat, în acest mod, celule de către firma D. H. Baldwin din SUA cu randamente de 4,92% (AM1).

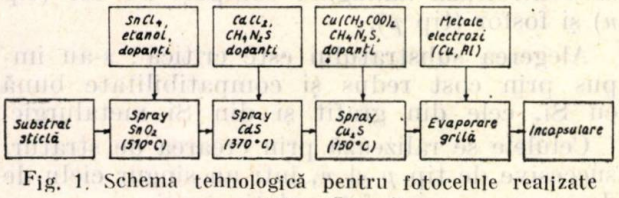


Fig. 1. Schema tehnologică pentru fotocelule realizate prin „Spray".

Există diferite variante în privința compoziției soluțiilor și a etapelor metodei. Astfel, o variantă importantă este cea care realizează stratul de Cu_2S prin imersie, în soluție saturată de CuCl la 90°C.

S-a făcut o propunere foarte interesantă [12] de a realiza panouri de CdS de mari dimensiuni în acest mod, prin integrare directă a procedeului în tehnologia de fabricare a geamurilor, într-o fabrică de sticlă. O estimare a costurilor, în acest caz, indică posibilitatea scăderii lor semnificative față de alte tehnologii de conversie.

Tabelul 5

Costul celulelor solare cu CdS, realizate prin metoda „Spray" pe sticlă ($/m² de panou)

Materiale :	
sticla	1,5069
alte materiale (inclusiv CdS)	0,5478
Manopera	0,7350
Costuri tehnologice (inclusiv Spray)	0,7350
Total costuri	2,8103

La un randament de 5%, un m² de panou produce 50 W și rezultă deci posibilitatea atingerii unor costuri de 50 $/kW, cele mai scăzute previzibil actual pentru întreaga conversie directă.

Pe substrat plastic opac, tehnologia este practic aceeași, cu deosebirea că se realizează mai întîi o pătură conductoare electric, convenabilă, pe care se realizează structura.

Avantajele acestei tehnologii (pe lîngă cele normale date de utilizarea straturilor subțiri de CdS) sînt posibilitatea automatizării pe scară largă (multe etape identice tehnologic), costuri de asamblare reduse (suprafețe mari) și ușurința introducerii în producție. Dezavantajele majore sînt durata mare și dificultatea controlului procesului Spray ca și calitatea slabă a stratului de Cu_2S realizat.

Metoda Spray a fost utilizată și la celule solare bazate pe heterojoncțiunea $Si(n)—SnO_2$ Stratul de SnO_2, gros de 2 μ, este obținut prin pulverizarea unei soluții de $SnCl_4$ cu dopanți, pe Si monocristalin de 15—25 ohm-cm [13]. S-au obținut performanțele prezentate în tabelul 6.

Tabelul 6

Performanțele celulelor solare de tip $Si(n)—SnO_2$

I_{sc}, mA/cm²	29,3
U_{gol}, V	0,37
FF	0,43
P_{max}, mW/cm²	4,68
η_{AM1}, %	4,68

4. Straturi subțiri depuse în vid

Realizarea straturilor subțiri prin evaporare sau pulverizare catodică (sputtering) reprezintă o tehnică folosită pe larg în industria semiconductorilor.

Obținerea de straturi de Si s-a dovedit foarte dificilă datorită marii sale sensibilități la impuritățile prezente în vidul imperfect.

Cele mai bune rezultate în conversia energiei solare au fost obținute cu celule cu CdS, evaporate termic în vid, conform metodelor cunoscute [14] cu schema tehnologică din figura 2.

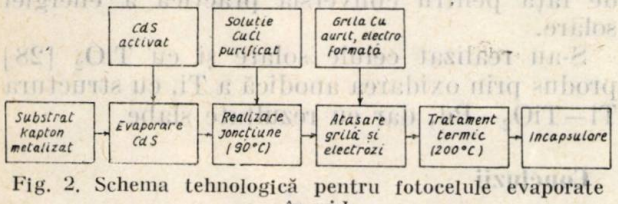


Fig. 2. Schema tehnologică pentru fotocelule evaporate în vid.

Tehnologia a mai suferit modificări și perfecționări în privința realizării straturilor, a obținerii grilei și a încapsulării. Firma Boeing [15] a dezvoltat un proces bazat în întregime pe evaporare (inclusiv a CuCl), ușor de automatizat, dar cu randamente slabe (2,7% AM0).

Performanțele maxime cu această tehnologie aparțin firmei SAT din Franța [5].

Tabelul 7

Performanțele celulelor solare de tip Cu_2S—CdS evaporate în vid

I_{sc}, mA/cm²	22,8
U_{gol}, V	0,45
FF	0,71
P_{max}, mW/cm²	7,2
η_{AM1}, %	7,2

Repartizarea costurilor tehnologice, în ipoteza unei producții de 10 kW/an, cu un minim de automatizare [5], indică un cost al materiei prime de 5,12 $/W și al manoperei de 30,61 $/W. Cele mai ridicate costuri aparțin procesului de evaporare a CdS, care deși are un cost termodinamic scăzut (6,4 kcal/mol sau 1,8 Wh/W, care corespunde la un preț real de laborator de 10^{-1} $/W), este o operație discontinuă și lungă ce pretinde un vid înaintat.

Prin această tehnologie perfecționată [16] s-au realizat celule solare cu strat subțire, dar utilajul folosit este scump, iar tehnologia dificilă pretinde calificare profesională ridicată.

S-au realizat de asemenea structuri cu CdS prin sputtering [17] dar cu rezultate mai slabe.

O altă direcție promițătoare bazată pe această tehnologie este și realizarea de fotocelule de tip Schottky (metal-semiconductor), stratul de metal fiind evaporat pe semiconductor. Celulele pe Si și GaAs produse prin această tehnologie simplă (figura 3), au dat rezultate bune [18].

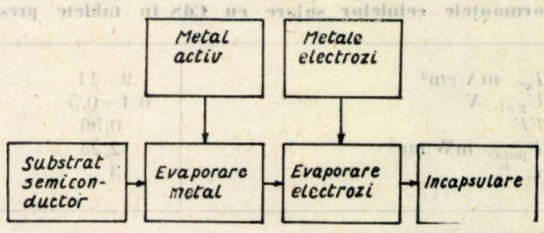


Fig. 3. Schema tehnologică pentru realizarea fotocelulelor Schottky.

Tabelul 8

Performanțele celulelor solare de tip Schottky

Parametrii/tipul	Au—Si (1 Ω cm)	Pt—Si (1 Ω cm)	Au—GaAs ($2 \cdot 10^{15}$/cm³)
I_{sc}, mA/cm²	33,3	34	28
U_{gol}, V	0,3	0,38	0,47
FF	0,72	0,76	0,79
P_{max}, mW/cm²	7,2	9,6	10,3
η_{AM1}, %	7,2	9,6	10,3

Această metodă mai ieftină și mai simplă ca cea clasică este în special utilă pentru straturile policristaline la care procesul normal de difuzie nu dă rezultate bune.

5. Sinterizarea

Această tehnologie este folosită pe larg la realizarea de elemente termoelectrice și de fotorezistențe și s-au putut obține chiar tranzistori [19, 20].

Cele două variante ale tehnologiei, tabletele presate și straturile serigrafiate au permis și realizarea de celule solare cu compuși $A_{II}B_{VI}$.

a) Tablete presate [19, 21]

Schema tehnologică este cea din figura 4. Există multe variante ale procedeului în privința compoziției amestecurilor și a parametrilor de proces.

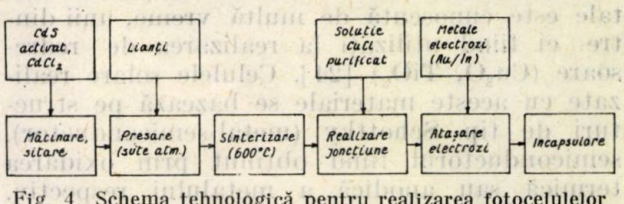


Fig. 4. Schema tehnologică pentru realizarea fotocelulelor presate.

Tehnologia este ieftină și ușor de asimilat cu investiții inițiale minime. Nu există în prezent estimații ale costului energiei electrice produse în acest mod. Consumul de materiale este, evident, mai mare decît în cazul straturilor subțiri.

S-au realizat celule (la iluminare 75 mW/cm²), cu performanţele indicate în tabelul 9.

Tabelul 9

Performanţele celulelor solare cu CdS în tablete presate

I_{sc}, mA/cm²	9—11
U_{gol}, V	0,4—0,5
FF	0,56
P_{max}, mW/cm²	2,25
η, %	3

Cele mai bune rezultate obţinute cu asemenea celule au dat randamente de 5% şi $FF = 0{,}65$, foarte stabile [22].

b. *Structuri serigrafiate* [23]

Schema tehnologică în acest caz este cea din figura 5. Se remarcă unitatea procesului,

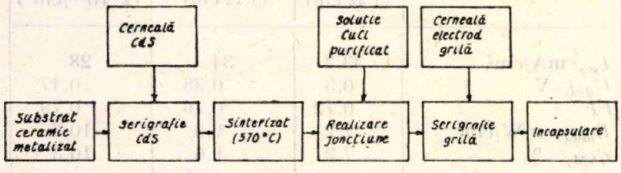


Fig. 5. Schema tehnologică pentru fotocelule serigrafiate.

multe etape fiind realizate prin aceeaşi metodă ieftină a serigrafiei (comparabilă doar cu straturile evaporate) şi sînt de aşteptat cele mai reduse costuri ale energiei obţinute prin conversie directă. Cu foarte mici modificări se pot realiza şi fotorezistenţe din aceleaşi materiale.

Randamentele actuale sînt în jur de 1—2%, limitate în special de rezistenţa serie mare. Sînt necesare experimentări în vederea creşterii randamentului. Acest scop pare realizabil avînd în vedere bunele performanţe ale tranzistorilor obţinuţi prin aceeaşi metodă.

6. Structuri cu oxizi metalici

Semiconductibilitatea oxizilor anumitor metale este cunoscută de multă vreme, unii dintre ei fiind utilizaţi la realizarea de redresoare (Cu_2O, TiO_2) [24]. Celulele solare realizate cu aceste materiale se bazează pe structuri de tip Schottky (metal-semiconductor), semiconductorul fiind obţinut prin oxidarea termică sau anodică a metalului respectiv. Sînt posibile şi structuri Schottky cu alte metale depuse prin evaporare în vid pe semiconductorul oxidic.

S-au obţinut celule cu structurile $Cu—Cu_2O$ [25, 26] şi $Cu_2O—Al$ [27] cu randamente 1—3%. Se estimează posibilitatea realizării unor celule cu performanţe bune [25] (tabelul 10).

Acest gen de celule solare, bazat pe un material foarte ieftin şi abundent (rezerve în lume

Tabelul 10

Performanţele teoretice ale celulelor de tipul $Cu—Cu_2O$

I_{sc}, mA/cm²	20
U_{gol}, V	1,0
FF	0,8
P_{max}, mW/cm²	16,8
η_{AMO}, %	12

de cca $407 \cdot 10^6$ tone la 1,5 $/kg) cu o tehnologie extrem de simplă, ieftină şi uşor de preluat, este serios luat în consideraţie în momentul de faţă pentru conversia practică a energiei solare.

S-au realizat celule solare şi cu TiO_2 [28] produs prin oxidarea anodică a Ti, cu structura $Ti—TiO_2—Pd$, dar cu rezultate slabe.

Concluzii

În lucrare s-au prezentat principalele tendinţe tehnologice, de perspectivă, pentru realizarea de celule solare cu aplicaţii terestre. Desigur, au fost omise multe alte direcţii promiţătoare (de ex. realizarea straturilor semiconductoare prin depuneri electrochimice), pentru care nu sînt încă informaţii suficiente.

Este de remarcat tendinţa de deplasare a efortului în cercetare de la realizarea de celule de mare randament cu orice preţ, spre celule cu cost cît mai redus, obţinute prin tehnologii cît mai simple, automatizabile, pe arii cît mai mari, cu un consum minim de materiale. Această tendinţă este, evident, determinată de necesitatea trecerii la producţia pe scară industrială a panourilor solare, necesitate impusă de condiţiile economice actuale, deci de un raport mărit cerere/ofertă. Din estimările economice făcute, piaţa potenţială de desfacere este foarte mare, fapt reflectat de continua creştere a firmelor industriale ce produc panouri solare şi de aria tot mai largă de aplicaţii ale acestora.

Bibliggrafie

[1] *Durand, H.* L'avenir des cellules solaires au silicium a usage terrestre. In: L'Onde Électrique, **55**, nr. 3, 1975, p. 161—166.

[2] * * * Metalurgy of Elemental and Compound Semiconductors, Ralph, G. ed. New York, Interscience Publishers, 1961, 480 p.

[3] *Runyan, W. R., Watelski, S. B.* Semiconductor Materials. In: Handbook of Materials and Processes for Electronics, Harper, Ch. A., ed. New York, Mc.Graw Hill, 1970, 769 p.

[4] *Ravi, K. V.* ş.a. EFG Silicon Ribbon Solar Cells. In: IEEE Photovoltaic Specialist Conference, Scottsdale, Arizona, 1975.

[5] *Besson, J.* Plaques photovoltaicques au sulfure de cadmium. In: L'Onde Electrique, **55**, nr. 1, 1975, p. 21—24.

[6] *Seindensticker, R. G.*, ş.a. Dedritic web : a viable material for Silicon Solar Cells. In: IEEE Photovoltaic Specialist Conference Scottsdale, Arizona, 1975.

[7] *Feist, W. M.* ș.a. The Preparation of Films by Chemical Vapor Deposition. In : Physics of Thin Films, vol. **5**. Hass, G., Thun, R. E. ed., New York, Academic Press, 1969, 341 p.

[8] *Milnes, H. G., Feucht, D. L.* Peeled Films Solar Cell Technology. In : IEEE Photovoltaic Specialist Conference, Scottsdale, Arizona, 1975.

[9] *Fischer, H., Pschunder, W.* Impact of Material and Jonction Properties on Silicon Solar Cell Efficiency. In : IEEE Photovoltaic Specialist Conference, Scottsdale, Arizona, 1975.

[10] *Vecht, A.* Methods of Activating and Recrystallizing Thin Films of II—IV Compounds. In : Physics of Thin Films, vol. **3**, Hass, G., Thun, R.E., ed., New York, Academic Press, 1966, 318 p.

[11] *Jordan, F. J., Curtis, L.* Invenția : Photovoltaic Cell, SUA, nr. 3.902.920., 1975

[12] *Jordan, F. J.* Low Cost CdS— Cu_2S Solar Cells by Chemical Spray Method. In : IEEE Photovoltaic Specialist Conference, Scottsdale, Arizona, 1975.

[13] *Rodriguez, T., Sanz, J.* Celulas solares de heterounion SnO_2—Si(n). Deposicion par spraying. In : Raportul UPM/ETSIT/LS/0377, Universidad Politecnica de Madrid, 1970.

[14] *Foster, F. N.* Piezoelectric and Piezoresistive Properties of Films. In : Handbook of Thin Film Technology. Maissel, L. I., Glang, R. ed., New York, Mc. Graw Hill, 1970, 830 p.

[15] *Michelsen, K.A., Abott, D.D.* Integrated Thin Film Cadmium Sulfide Solar Cell Module. Final Report NASA Lewis Research Center, Contract NAS3—13 232 1971.

[16] *Rotwarf, A., Barnett, A.M.* Design Analysis of Thin Film CdS—Cu_2S Solar Cell. In : IEEE Trans. on Electron Devices, **ED—24**, nr. 4, 1977, p. 381—387.

[17] *Comas, J., Cooper, C.B.*, Sputtering Yields of Several Semiconducting Compounds under Argon Ion Bombardment. In : J. Appl. Phys., **37**, nr. 7, 1966, p. 2 820—2 822.

[18] *Hovel, H. J.* Solar Cells. Semiconductor and Semimetals, vol. **11**, New York, Academic Press, 1975, 351 p.

[19] *Stanley, A.G.* In : Applied Solid State Science, Advances in Materials and Research, vol. **5**, Wolf, R. ed., New York, Academic Press, 1975, 475 p.

[20] *Sihvonen, V. T.* ș.a. Printable Insulated Gate Field Effect Transistors. In : J. of Electrochem. Soc., **114**, nr. 1, 1967- p. 96—101.

[21] *Nicoll, F.H.* Invenția : Photovoltaic Cells of Sintered Material. SUA, nr. 2 999240, 1961.

[22] *Konstantinova, E., Kanev, S.* Photovoltaic Cells from Ceramic CdS treated in a Solution containing Bi Ions. In: I. Appl. Phys., **42**, nr. 13, 1971, p. 5 851—5 852.

[23] *Aten, A. C.* Invenția : Electrode System Employing Optically Active Grains. SUA, nr. 3 615 854, 1971.

[24] *Henisch, H. K.* Rectifiying Semiconductor Contacts, Londra, Oxford University, Press, 1957, 372 p.

[25] *Schwab, C.* ș.a. Cuprous Oxide as a Photovoltaic Converter. Conference sur la Conversion Photovoltaique de l'Énergie Solaire. Luxembourg, 1977.

[26] *Assimos, J. A., Trivich, D.* Photovoltaic Properties and Barrier Heights of Single-Crystal and Polycrystaline Cu_2O—Cu contacts. In : J. Appl. Phys., **44**, nr. 4, 1973, p. 1 687—1 693.

[27] *Tănăsescu, Fl. T., Popescu, Cr. I., Moraru, D.* Some Promising Aspects Regarding Solar Energy Conversion with Metal Oxides Photovoltaic Cells. In : 11th Power Sources Symposium, Brighton, 1978.

[28] *Huber, F.* P—N Junction Photovoltaic Effect in Anodically Formed Oxide Films of Titanium. In : J. Electrochem. Soc., **110**, nr. 7, 1963, p. 846—847.

CZ 620.91

ENERGIE SOLARĂ
CONVERSIE
CELULE FOTOGALVANICE

Aspecte privind funcționarea celulelor fotogalvanice

IULIANA VARTIRES, ALEXANDRU BUTUCELEA, SERGIU BORCA, ALEXANDRU IVANOV, ALEXANDRU LEIBOVICI și GABRIEL MUNTEANU* — București

Utilizarea energiei solare (sub orice formă finală) implică ca etapă indispensabilă un proces de absorbție a fotonilor. În mod obișnuit, cea mai mare parte a energiei absorbite este transformată în căldură; ea poate fi folosită ca atare (în diferite sisteme de încălzire cu sau fără stocare) sau transformată în energie mecanică sau electrică, ceea ce presupune după cum se știe, un randament foarte mic și asigurarea unor condiții speciale pentru funcționare.

Un randament mai ridicat se obține cu ajutorul celulelor fotovoltaice. Acestea prezintă însă, deocamdată, dezavantajul unui preț de cost prea ridicat pentru a fi utilizate pe scară largă.

O altă cale de conversie a energiei solare o constituie utilizarea reacțiilor fotochimice cu transfer de sarcină. S-au studiat atît celule de conversie în care reacția este omogenă, cît și cele în care ea are loc la interfață (reacție eterogenă). Acest din urmă tip este, în esență, o celulă electrochimică cu două compartimente, unul întunecat, altul luminat. Electrodul din compartimentul iluminat este semiconductor. Iluminarea interfeței lui cu electrolitul apos poate provoca un proces de transfer de sarcină și, în anumite condiții, se pot obține, în final, oxigenul și hidrogenul, rezultați din descompunerea apei. Din păcate, înainte de a se atinge potențialul la care se degajă oxigenul, electrozii semiconductori folosiți pînă în prezent se degradează. Același inconvenient — instabilitatea electrodului semiconductor (de obicei CdS) — îl prezintă celula fotogalvanică ce funcționează prin intermediul unui cuplu redox, prezent în soluția electrolitică.

Toate celulele de mai sus au randamente mici (sub 6%), cu excepția celor fotovoltaice, care au 20%.

Dezavantajele celulelor de mai sus pot fi în parte eliminate prin folosirea, în cadrul

* Autorii lucrează la Institutul de cercetări chimice, Centrul de chimie fizică — București.

celulelor fotogalvanice, a reacţiilor de transfer de sarcină omogene între două cupluri, dintre care unul să fie fotosensibil. Acest tip de celule — fotogalvanice cu reacţie omogenă face obiectul lucrării de faţă.

Celule fotogalvanice cu reacţie omogenă

Un astfel de tip de celule este format din două compartimente. În timpul funcţionării numai unul dintre ele va fi iluminat; compartimentele sînt umplute cu aceeaşi soluţie conţinînd două cupluri redox şi avînd cîte un electrod dintr-un metal nobil. Pentru fixarea ideilor se va considera că cele două cupluri redox sînt Ru^{2+}/Ru^{3+} şi Fe^{2+}/Fe^{3+}. Funcţionarea acestei celule se bazează pe reacţia omogenă de transfer de sarcină ce poate avea loc între cele două cupluri. În cazul nostru, ionul Ru^{2+} este cel fotosensibil şi, sub influenţa radiaţiei, poate efectua o tranziţie într-o stare excitată de singlet, de viaţă scurtă, după care trece într-o stare de triplet, mai stabilă, în care ete capabil să se deelectroneze în favoarea Fe^{3+}.

Reacţiile corespunzătoare sînt:

$$Ru^{2+} + h\nu \rightarrow (Ru^{2+})_s^*, \tag{1}$$

$$(Ru^{2+})_s^* \rightarrow (Ru^{2+})_t^*, \tag{1a}$$

$$(Ru^{2+})_t^* + Fe^{3+} \rightarrow Ru^{3+} + Fe^{2+}. \tag{2}$$

Ca urmare a reacţiilor (1)—(2), concentraţiile speciilor Fe^{2+}, Fe^{3+}, respectiv Ru^{2+}, Ru^{3+} vor diferi în cele două compartimente şi fie $[Fe^{2+}]_I$, $[Fe^{3+}]_I$, $[Ru^{2+}]_I$, $[Ru^{3+}]_I$, respectiv $[Fe^{2+}]_L$, $[Fe^{3+}]_L$, $[Ru^{2+}]_L$, $[Ru^{3+}]_L$ valorile respective (I = întunecat, L = luminat).

Atît electrodul din compartimentul întunecat, cît şi cel din compartimentul luminat vor funcţiona ca bielectrozi de oxidoreducere, întrucît la fiecare din interfeţele respective se desfăşoară simultan reacţiile redox:

$$Fe^{3+} + e^- \rightleftharpoons Fe^{2+}, \tag{3}$$

$$Ru^{3+} + e^- \rightleftharpoons Ru^{2+}. \tag{4}$$

Evident, dacă la un electrod s-ar desfăşura o singură reacţie de electrod, diferenţa de potenţial metal-electrolit (în circuit deschis) ar fi tensiunea electrică reversibilă Nernst, g_{rev}, corespunzătoare acelei reacţii. În cazul unui bielectrod de oxido-reducere, diferenţa de potenţial metal-electrolit care se instalează în circuit deschis are o astfel de valoare încît curentul total care trece prin interfaţa respectivă este nul. Această diferenţă de potenţial reprezintă „potenţialul mixt" al bielectrodului (g_m) şi are o valoare intermediară între tensiunile electrice Nernst corespunzătoare celor două cupluri redox, adică, în cazul studiat, $g_{Fe,rev}$, respectiv $g_{Ru,rev}$. Fie $(g_m)_I$ şi $(g_m)_L$ valorile corespunzătoare celor doi bielectrozi din cele două compartimente. Rezultă atunci că aceste valori sînt definite ca funcţii implicite prin relaţiile:

$$(i_{Fe})_I + (i_{Ru})_I = 0, \tag{5}$$

$$(i_{Fe})_L + (i_{Ru})_L = 0, \tag{6}$$

unde i_{Fe} respectiv i_{Ru} reprezintă densităţile de curent corespunzătoare celor două cupluri redox. Una din aceste densităţi de curent este anodică (adică pozitivă) şi reacţia de electrod căreia îi corespunde se desfăşoară cu o supratensiune ($\eta = g_m - g_{rev}$) anodică (adică pozitivă), iar cealaltă este catodică (adică negativă) şi corespunde reacţiei redox ce decurge cu o supratensiune catodică (negativă). De exemplu, dacă $\eta_{Fe} > 0$, $\eta_{Ru} < 0$, atunci i_{Fe} va corespunde unui curent de oxidare a ionului Fe^{2+} la Fe^{3+}, în timp ce i_{Ru} va corespunde unui curent de reducere a ionului Ru^{3+} la Ru^{2+}.

Expresia densităţii de curent depinde de natura supratensiunii. În cazul mai general al unei supratensiuni combinate de transfer de sarcină şi de difuziune, şi în prezenţa unui electrolit indiferent în exces această expresie este:

$$i = i^0\left[\left(1 - \frac{i}{i_{d,a}}\right) e^{\frac{\alpha z F}{RT}\eta} - \left(1 - \frac{i}{i_{d,c}}\right) e^{-\frac{(1-\alpha)zF}{RT}\eta}\right], \tag{7}$$

unde α reprezintă coeficientul de transfer (număr subunitar avînd o valoare în jur de 1/2), i^0 densitatea curentului de schimb dată de:

$$i^0 = i^{00}[O]^{\alpha}[R]^{1-\alpha}, \tag{7'}$$

$[O]$, $[R]$ fiind activităţile speciilor oxidată (O) respectiv redusă (R) ce alcătuiesc cuplul redox, iar i^{00} densitatea standard a curentului de schimb (mărime independentă de concentraţiile speciilor O şi respectiv R), z sarcina reacţiei, iar $i_{d,a}$ (pozitivă), $i_{d,c}$ (negativă) densităţile curentului de difuziune limită anodic (obţinut pentru $\eta \rightarrow \infty$), respectiv catodic (obţinut pentru $\eta \rightarrow -\infty$). $i_{d,a}$ şi $i_{d,c}$ sînt proporţionale cu activităţile speciilor R respectiv O în volumul soluţiei:

$$i_{d,a} = i_{d,a}^0[R]; \quad |i_{d,c}| = i_{d,c}^0[O], \tag{7''}$$

$i_{d,a}^0$, $i_{d,c}^0$ reprezentînd valorile standard respective, independente de concentraţie.

Expresia (7) arată că pentru valori finite ale lui i, supratensiunea η este cu atît mai mică cu cît i^0 este mai mare (matematic $\eta \to 0$ pentru $i^0 \to \infty$).

Revenind la relaţiile (5) şi (6) şi explicitîndu-le, se obţine :

$$F\{(i^0_{Fe})_I, (i_{Fe})_I, \alpha_{Ie}, (i_{d,a,Fe})_I, (i_{d,c,Fe})_I, [(g_m)_I - (g_{Fe,rev})_I]\} + F\{(i^0_{Ru})_I, (i_{Ru})_I, \alpha_{Ru}, (i_{d,a,Ru})_I, (i_{d,c,Ru})_I, [(g_m)_I - (g_{Ru,rev})]\} = 0, \quad (5')$$

respectiv o relaţie similară pentru compartimentul luminat. Prin $F\{\ldots\}$ s-a notat membrul drept din (7).

Evident, tensiunea electrică de circuit deschis a pilei fotogalvanice va fi :

$$U = (g_m)_I - (g_m)_L \quad (8)$$

şi respectiv diferenţa dintre potenţialul Galvani intern al Pt din compartimentul luminat şi potenţialul Galvani intern al Pt din compartimentul întunecat. Valorile $(g_m)_L$ şi $(g_m)_I$ (plasate între $(g_{Fe,rev})_I$ şi $(g_{Ru,rev})_I$ respectiv $(g_{Fe,rev})_L$ şi $(g_{Ru,rev})_L$, depind de valorile tuturor mărimilor ce apar în funcţia $F\{\ldots\}$ respectivă.

Să presupunem că bielectrodul funcţionează reversibil în raport cu unul dintre cele două cupluri redox (de exemplu, Ru^{2+}/Ru^{3+}) şi ireversibil în raport cu celălalt. Aceasta înseamnă că $i^0_{Ru} \gg i^0_{Fe}$ şi atunci $g_m - g_{Ru,rev} \to 0$. Cu alte cuvinte, într-un astfel de caz, relaţia (8) devine [1] :

$$U = (g_{Ru,rev})_I - (g_{Ru,rev})_L, \quad (8')$$

sau folosind expresia unui potenţial de echilibru Nernst :

$$g_{rev} = g^0 + \frac{TR}{zF} \ln \frac{[O]}{[R]}, \quad (9)$$

se obţine :

$$U = \frac{RT}{zF} \ln \frac{[O]_I}{[R]_I} \frac{[R]_L}{[O]_L} = \frac{RT}{F} \ln \frac{[Ru^{3+}]_I}{[Ru^{2+}]_I} \frac{[Ru^{2+}]_L}{[Ru^{3+}]_L}. \quad (10)$$

Din datele existente în literatură [2—5], precum şi din determinările efectuate de noi pe soluţii conţinînd $Ru(bpy)^{2+}$ şi $Fe(CN)^{3-}_6$ cu $HClO_4$ în exces, rezultă că, într-adevăr, cuplul determinant este cel de Ru^{2+}/Ru^{3+} şi, prin urmare, reacţiile în cele două compartimente pot fi scrise astfel :

a) Compartimentul întunecat :

electrod : $Ru^{2+} \to Ru^{3+} + e^-$,

soluţie : $Ru^{3+} + Fe^{2+} \to Ru^{2+} + Fe^{3+}$, (11)

global : $Fe^{2+} \to Fe^{3+} + e^-$.

b) Compartimentul iluminat :

electrod : $Ru^{3+} + e^- \to Ru^{2+}$,

soluţie : $Ru^{2+} + Fe^{3+} \xrightarrow{h\nu} Ru^{3+} + Fe^{2+}$, (12)

global : $Fe^{3+} + e^- \to Fe^{2+}$.

Dacă se notează cu K_L şi K_I (constantele de echilibru ale reacţiei omogene (2) ce are loc în fiecare din cele două compartimente) mărimile :

$$K_L = \frac{[Ru^{3+}]_L [Fe^{2+}]_L}{[Ru^{2+}]_L [Fe^{3+}]_L}, \quad K_I = \frac{[Ru^{3+}]_I [Fe^{2+}]_I}{[Ru^{2+}]_I [Fe^{3+}]_I}, \quad (13)$$

şi se consideră cazul particular în care soluţiile iniţiale conţin concentraţii egale de Ru^{2+} şi Fe^{3+}, tensiunea celulei va putea fi scrisă :

$$U = -\frac{RT}{2F} \ln \frac{K_L}{K_I}. \quad (14)$$

Rezultă deci că tensiunea celulei în circuit deschis este cu atît mai mare cu cît echilibrul reacţiei (2) este deplasat mai mult spre dreapta, în compartimentul luminat.

Determinări experimentale

Evaluarea constantelor de echilibru din (13) s-a făcut cu ajutorul unui tip special de celulă, reprezentată în figura 1. Ea este formată în esenţă din două compartimete, unite printr-un

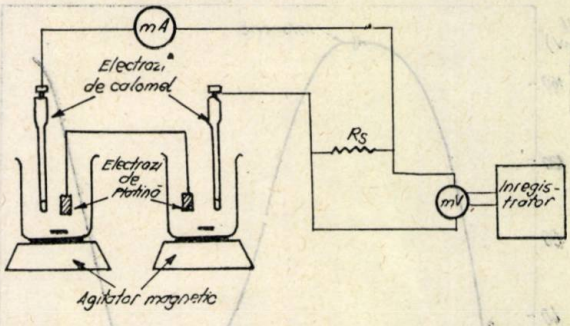


Fig. 1. Celulă pentru determinarea constantelor de echilibru.

fir de platină, şi doi electrozi de calomel, legaţi la un milivoltmetru de impedanţă mare. Soluţiile din cele două compartimente au fost continuu agitate şi termostatate. Celula utilizată

este deci o pilă galvanică de concentrație, fără transport, avînd în ambele compartimente soluții identice de ioni de Ru^{2+} și Fe^{3+} (conc. c_r) și un electrolit indiferent în exces ($HClO_4$).

Metoda utilizată se bazează pe măsurarea variației tensiunii electrice a pilei la adăugarea în unul din compartimente a unui volum mic dintr-o soluție conținînd ionii Fe^{2+} (concentrație c). Se poate arăta [6] că, într-o bună aproximație, constanta de echilibru K este dată de ecuația :

$$(\Delta g_{rev})_1 \ln \cdot \left(1 + \frac{2}{1 - 242\frac{c_r}{c}K\sqrt{1 + 5\cdot 9\cdot 10^4 K\left(\frac{c_r}{c}\right)^2}}\right) = (\Delta g_{rev})_2 \ln\left(1 + \frac{8\cdot 3\cdot 10^{-3}}{\sqrt{K}}\frac{c_r}{c}\right), \quad (15)$$

unde $(\Delta g_{rev})_{1,2}$ sînt salturile de tensiune ale celulei măsurate la două adăugări succesive de soluție de Fe^{2+}. Formula (15) este dedusă în ipoteza că ambele compartimente se află în același condiții de iluminare.

Valoarea de întuneric a constantei de echilibru s-a găsit a fi :

$$K_I \sim 5\cdot 10^{-5}.$$

Pentru o iluminare cu un bec de 300 W, așezat la circa 20 cm de celulă, s-a găsit o constantă de echilibru :

$$K_L \sim 3\cdot 10^{-1},$$

deci, mai mare cu patru ordine de mărime. Acest raport ar corespunde, într-un montaj diferențial, la o tensiune de ordinul 100 mV.

În figura 2 se arată dependența tensiunii de timp, pentru două cicluri lumină-întuneric.

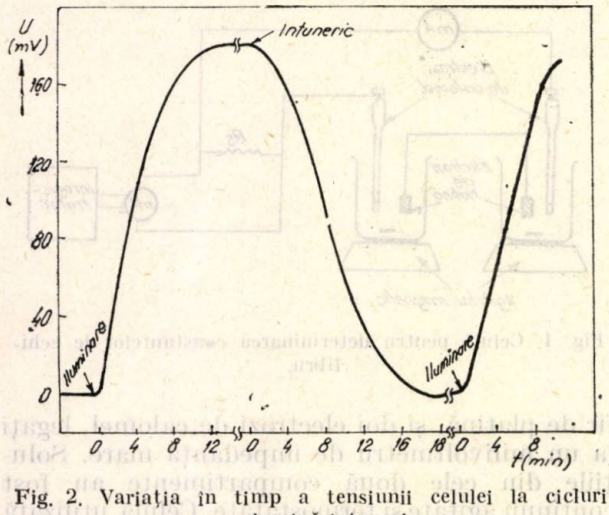


Fig. 2. Variația în timp a tensiunii celulei la cicluri lumină-întuneric.

Identificarea cuplului determinant s-a realizat prin stabilirea sensului tensiunii celulei în cazul în care este iluminat numai unul din compartimente. S-a găsit pe această cale că determinant este cuplul Ru^{2+}/Ru^{3+}, deoarece potențialul electrodului din compartimentul iluminat este pozitiv în raport cu cel din compartimentul întunecat.

Caracteristicile energetice ale conversiei fotogalvanice au fost studiate cu ajutorul unui alt tip de celulă (Fig. 3) : pilă galvanică de concentrație cu transport. Ea a servit atît la determinarea tensiunii electrice în circuit deschis, cît și la determinarea caracteristicilor de curent, tensiune și putere în regim de sarcină.

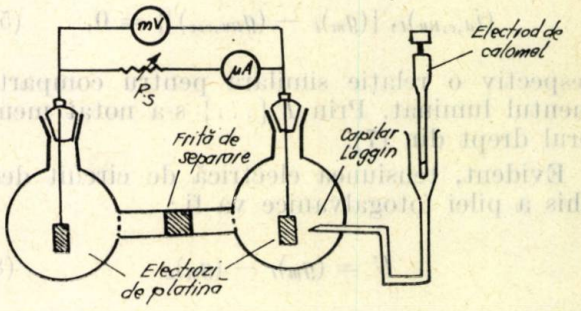


Fig. 3. Celulă pentru determinarea caracteristicilor energetice.

Celula este formată din două compartimente, separate printr-o frită. Electrozii au fost confecționați din fir de platină. Iată cîteva din rezultatele obținute (menționăm că în această etapă a cercetătorilor nu s-au luat măsuri de optimizare a caracteristicilor energetice) :

- tensiunea în circuit deschis : 85 mV ;
- curentul de scurt-circuit : 14 μA ;
- rezistența internă : 480 Ω ;
- puterea maximă : 10^{-7} W ;
- curentul la putere maximă : 2 μA ;
- tensiunea la putere maximă : 33 mV.

Figurile 4 și 5 reprezintă curentul și puterea celulei în funcție de rezistența de sarcină R_s.

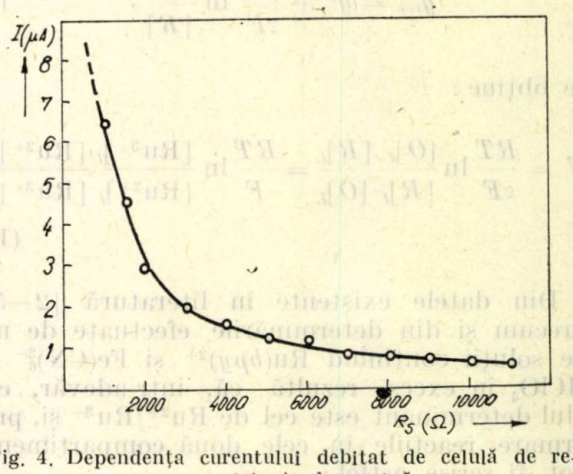


Fig. 4. Dependența curentului debitat de celulă de rezistența de sarcină.

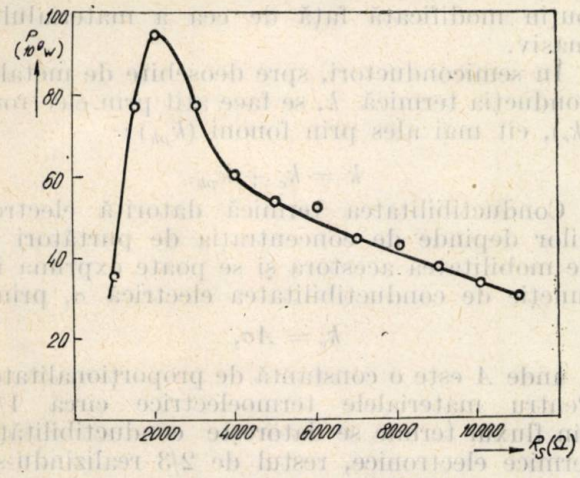


Fig. 5. Dependența puterii utile a celulei de rezistența de sarcină.

Puterea maximă, precum și curentul și tensiunea corespunzătoare s-au determinat din aceste curbe.

În ceea ce privește randamentul de conversie al celulei fotogalvanice, acesta depinde de eficiența energetică a diferitelor trepte ce compun procesul global. Corespunzător cu aceasta se introduc următorii factori parțiali :

a — Randamentul de tensiune :

$$\eta_u = \frac{U_0}{W_p},$$

în care U_0 este tensiunea în circuit deschis, iar W_p este pragul de absorbție fotonică al ionului optic activ Ru^{2+} (cca 1,1 eV). S-a găsit că $\eta_u \sim 3 \cdot 10^{-2}$.

b — Randamentul în curent :

$$\eta_c = \frac{i_{sc}}{\Phi_{abs}},$$

unde i_{sc} este fluxul de electroni la scurtcircuit și Φ_{abs} este fluxul de fotoni absorbiți. În experiențele făcute s-a găsit valoarea $\eta_c \sim 2 \cdot 10^{-3}$.

c — Factorul de umplure :

$$\eta_{iu} = \frac{I_m U_m}{U_0 I_{sc}},$$

unde I_m și U_m sînt curentul și tensiunea la putere maximă. Pentru acest factor s-a găsit valoarea $8 \cdot 10^{-2}$.

Randamentul scăzut obținut în aceste experiențe este mult inferior valorii așteptate din estimările teoretice [7] referitoare la acest tip de celulă și care este de ~6%. Se așteaptă obținerea unei creșteri radicale a randamentului prin dimensionarea optimă a celulei (folosirea unor electrozi plan-paraleli de suprafață mare), optimizarea compoziției soluției și realizarea unor baterii de celule cu absorbție diferențială.

Bibliografie

[1] *Vetter, K. J.* Electrochemical Kinetics. Academic Press, N.Y., 1967.
[2] *Marcus, R. A.* On the theory of oxidation-reduction reactions involving electron transfer. V. Comparision and properties of electrochemical and chemical rate constants. In : *J. Phys. Chem.*, **67**, 1963, p. 853—867.
[3] *Lin, C-T., Sutin, N.* Quenchin of the luminiscence of the tris (2,2'-Bipyridine) complexes of Ruthenium (II) and Osmium (II). Kinetic considerations and photogalvanic effects. In : *J. Phys. Chem.*, **80**, 1976, p. 97—110.
[4] *N. Bonciocat*, lucrare în curs de publicare.
[5] *Albery, W. J., Archer, M. D.* Photogalvanic cells. II. Current-voltage and power characteristics. In : *J. Electrochem. Soc.*, **124**, 1977, p. 688—699.

CZ 621.363

TERMOELECTRICITATE
STRATURI SUBȚIRI
SEMICONDUCTORI

Convertoare termoelectrice în strat subțire

ALEXANDRINA JEFLEA, DOINA MORARU* — București

În ultimii ani, datorită progreselor făcute în utilizarea de noi tehnologii, s-au realizat cupluri termoelectrice în straturi subțiri. Cuplurile termoelectrice folosesc efectul Seebeck pentru conversia căldurii în electricitate. Astfel, dacă într-un conductor sau semiconductor se aplică un gradient de temperatură, apare un flux de energie constant de la capătul mai cald spre cel mai rece. Purtătorii de energie sînt electronii și fononii materialului (vibrațiile rețelei cristaline). Cum electronii sînt încărcați cu sarcini electrice elementare negative, deplasarea lor din zona caldă spre cea rece are ca urmare apariția unui cîmp electric. Dacă se înseriază două metale diferite sau doi semiconductori, unul cu conductibilitate de tip p, celălalt de tip n, iar între joncțiunile lor există o diferență de temperatură, la închiderea circuitului apare un curent electric.

În comparație cu termocuplele metalice, materialele semiconductoare sînt mai avantajoase, deoarece la o aceeași diferență de temperatură diferența de potențial între joncțiuni este mai mare. Faptul se explică prin proprietățile intrinseci ale semiconductorilor și se exprimă printr-o valoare mare a factorului de merit, definit de relația :

$$z = \alpha^2 \frac{\sigma}{k},$$

în care : α este puterea termoelectrică;
σ — conductibilitatea electrică, iar,
k — conductibilitatea termică.

Proprietățile termoelectrice ale straturilor subțiri

Proprietățile termoelectrice ale materialelor semiconductoare în stare masivă se păstrează și în straturi subțiri, cu anumite corecții [1]. Modificarea conductibilității electrice a straturilor subțiri σ, față de cea a materialului masiv σ_0, adică așa-numitele efecte de dimensiune, se explică prin aceea că dimensiunile probelor devin comparabile cu drumul liber mijlociu al electronilor. Ca urmare, trebuie să se țină seama de mecanismul de împrăștiere a purtătorilor pe suprafețele probei. Deși procesele de la suprafața straturilor nu sînt încă pe deplin elucidate, se consideră că reflexia electronilor are loc mai ales la temperaturi săzute, în vreme ce la temperatura camerei predomină ciocnirea neelastică a acestora cu fononii de pe suprafață și de pe impurități. Considerînd deci că împrăștierea electronilor pe suprafață se face neelastic, conform teoriei lui Fuchs-Sondheimer, se acceptă [2] pentru straturi foarte subțiri :

$$\sigma = \sigma_0 \cdot \frac{3}{4} \gamma \ln \frac{1}{\gamma},$$

la asemenea straturi avînd :

$$\gamma = \frac{d}{l} \ll 1,$$

în care l este drumul liber mijlociu, iar d-grosimea stratului.

În cazul straturilor groase, adică pentru $\gamma \gg 1$, conductibilitatea electrică a stratului, față de cea a materialului masiv, se exprimă prin formula lui Nordheim sau relația lui Planck-Weale :

$$\sigma = \sigma_0 \left(\frac{1}{1 + \frac{3}{8\gamma}} \right).$$

După cum se poate observa, conductibilitatea electrică în straturile sensibil mai groase decît valoarea drumului liber mijlociu este puțin modificată față de cea a materialului masiv.

În semiconductori, spre deosebire de metale, conducția termică k, se face atît prin electroni (k_e), cît mai ales prin fononi (k_{ph}) :

$$k = k_e + k_{ph}.$$

Conductibilitatea termică datorită electronilor depinde de concentrația de purtători și de mobilitatea acestora și se poate exprima în funcție de conductibilitatea electrică σ, prin :

$$k_e = A\sigma,$$

unde A este o constantă de proporționalitate. Pentru materialele termoelectrice circa 1/3 din fluxul termic se datorește conductibilității termice electronice, restul de 2/3 realizîndu-se prin conductibilitatea termică fononică [3].

Conductibilitatea termică fononică depinde de proprietățile elastice ale corpului solid, de structura cristalină, impurități, defecte și de natura materialului. Dependența sa de grosimea stratului este încă neelucidată.

În scopul creșterii factorului de merit a materialului, există unele propuneri [4, 5], prin micșorarea conductibilității termice fononice.

Puterea termoelectrică se modifică de asemenea în straturile subțiri față de materialul masiv ; variația $\alpha_0 - \alpha$ ca funcție de γ s-a verificat experimental, ajungîndu-se la rezultate mulțumitoare [2].

În concluzie, factorul de merit al materialului în strat subțire se modifică puțin pentru filme foarte subțiri, realizabile practic și se modifică aproape neglijabil pentru filmele mai groase. În tabelul 1 sînt date cîteva mărimi

Tabelul 1

Material	Tip de conductivitate	Putere termoelectrică	Rezistivitate	Conductib. termică	Conductib. termică fononică	Factor de merit
		μV/°C	Ωcm	W/cm°C	W/cm °C	°C^{-1}
Bi_2Te_3 cu Bi_2Se_3	n	195÷208	$14 \div 15 \cdot 10^{-4}$	$1{,}13 \div 1{,}3 \cdot 10^{-2}$	$9 \cdot 17^{-3}$	$2{,}2 \div 2{,}6 \cdot 10^{-3}$
Bi_2Te_3 cu Sb_2Te_3	p	180÷200	$6{,}5 \div 6{,}6 \cdot 10^{-4}$	$0{,}96 \div 1{,}41 \cdot 10^{-2}$	$6 \cdot 10^{-3}$	$2{,}2 \div 3{,}5 \cdot 10^{-3}$

caracteristice ale materialelor termoelectrice masive, pentru a le putea compara cu valorile lor în straturi subțiri [6, 7, 8, 9].

Tehnologia de obținere a stratului

Aliajele de Bi_2Te_3 75% — Bi_2Se_3 25% și și Bi_2Te_3 25% — Sb_2Te_3 75%, pentru proprietățile lor termoelectrice bune în domeniul temperaturilor 0—150°C [8] au fost alese de noi pentru realizarea termocuplelor în straturi subțiri. Straturile subțiri s-au realizat prin eva-

porare într-un vid de $7 \cdot 10^{-5}$ torr, pe un suport neîncălzit de hostafan — material izolator electric și cu conductibilitate termică scăzută. Substratul a fost pregătit pentru depunere prin curățire cu alcool etilic. Pentru depunere s-a folosit o mască de cupru, obținută prin acoperire cu rășină fotorezist KTFR Kodak și corodare cu clorură ferică.

Seri de termocuple obținută se prezintă ca în figura 1. Ramurile *a* și *b* ale termocuplului sînt realizate din material de tip *p* și respectiv

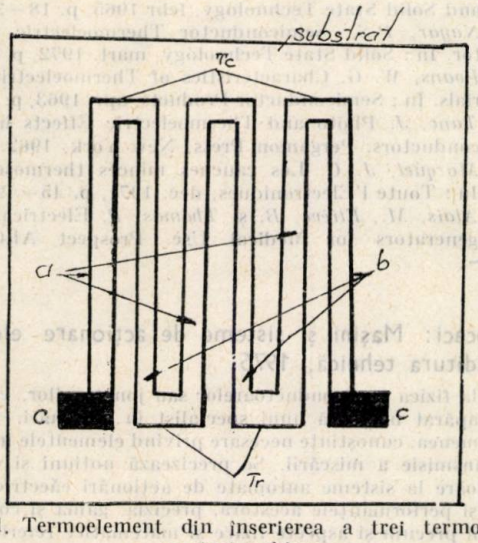


Fig. 1. Termoelement din înserierea a trei termocuple în strat subțire.

n; T_c reprezintă joncțiunea caldă, iar T_r joncțiunea rece; *c* desemnează contactele terminale realizate prin acoperire cu pastă de argint.

Pentru straturile subțiri realizate de noi ne-am propus o grosime a filmului suficient de mare, pentru a avea $\gamma \gg 1$. Cum valoarea drumului liber fononic este de ordinul a 35 Å, iar drumul liber electronic de aproximativ 200 Å [4], grosimea de strat de 5 000 Å satisface cu prisosință condiția de mai sus, atît pentru electroni, cît și pentru fononi.

Rezistența unui termocuplu realizat astfel este încă mare, de 1—5 kΩ, dar cu posibilități de reducere prin controlul grosimii de strat, al compoziției aliajului din film și prin tratamentul termic în aer, după depunere. (Filmele încălzite în aer timp de 30 minute la 140°C și-au redus rezistența la 2,5 kΩ, de la 5 kΩ cît fusese inițial).

Pentru filmul de Bi_2Te_3 25% — Sb_2Te_3 75% dopat *p* cu exces de telur s-a obținut un factor de merit de $0{,}96 \cdot 10^{-3}\,°C^{-1}$, iar rezistivitatea a fost de $4{,}8 \cdot 10^{-3}$ Ωcm pentru strat netratat termic și de $2{,}24 \cdot 10^{-3}$ Ωcm pentru stratul tratat. Aliajele de Bi_2Te_3 75% — Bi_2Te_3 25% dopate *n* cu indiu au realizat un factor de merit de $0{,}3 \cdot 10^{-2}\,°C^{-1}$, iar pentru rezistivitate, valori de $1{,}5 \cdot 10^{-2}$ Ωcm în strat netratat, respectiv de $0{,}56 \cdot 10^{-2}$ Ωcm în urma tratamentului. Prin același tratament s-a îmbunătățit simțitor puterea termoelectrică a unui cuplu, de la 70 μV/°C la 90 μV/°C. (În literatură se propun tratamente termice la temperaturi de 200—300°C), cu efecte superioare; substratul organic ales de noi nu a permis asemenea tratamente).

În figura 2 este prezentată t.e.m. a unei serii de trei cuple termoelectrice ca funcție de diferența de temperatură, joncțiunea rece fiind

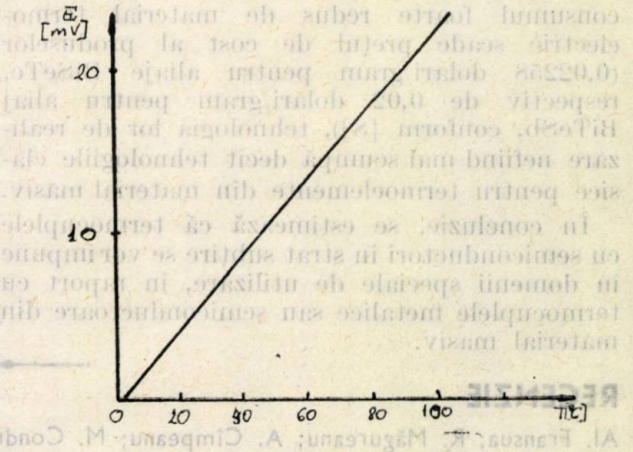


Fig. 2. T.e.m. a termoelementului.

menținută permanent la 0°C. Se observă clar superioritatea t.e.m. a straturilor subțiri față de termocuplele metalice. În continuare, păstrînd temperatura constantă s-a procedat la obținerea curbei de sarcină, redată în figura 3, pentru aceeași serie de trei termocuple. Puterea maximă obținută se înscrie ca ordin de mărime în parametrii termocuplelor descrise în literatură [6].

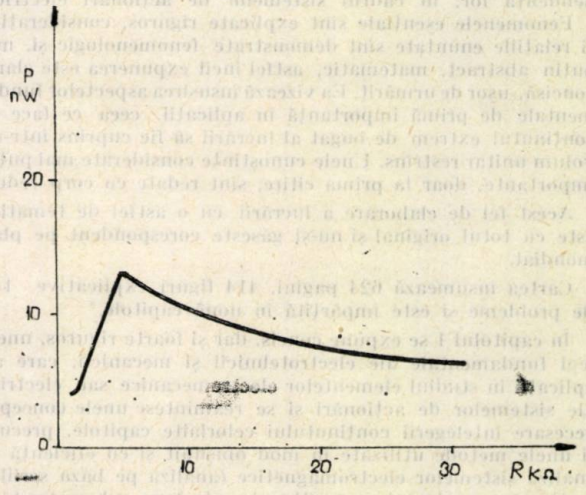


Fig. 3. Curba de sarcină a termoelementului.

Concluzii

Din cele prezentate mai sus reiese că se pot atinge performanțe remarcabile folosind serii de termocuple semiconductoare în straturi subțiri. Dimensiunile deosebit de reduse — miniaturizarea este obiectivul nostru în etapa ce urmează — dau posibilitatea ca într-un volum mic să fie cuprinse un număr mare de

perechi care să dea astfel o rezoluție bună pentru variații extrem de mici de temperatură. De aici rezultă posibilitatea de a le utiliza ca senzori fini de temperatură [10], îndeosebi pentru măsurători diferențiale. De asemenea se poate trece la utilizarea lor ca generatori miniaturali în scopuri medicale [11].

Pe lîngă avantajul dimensiunilor reduse, consumul foarte redus de material termoelectric scade prețul de cost al produselor (0,02258 dolari/gram pentru aliaje BiSeTe, respectiv de 0,02 dolari/gram pentru aliaj BiTeSb, conform [8]), tehnologia lor de realizare nefiind mai scumpă decît tehnologiile clasice pentru termoelemente din material masiv.

În concluzie, se estimează că termocuplele cu semiconductori în strat subțire se vor impune în domenii speciale de utilizare, în raport cu termocuplele metalice sau semiconductoare din material masiv.

Bibliografie

[1] *Dahlberg, R.* The Patent Office — London, no. 1216.001.
[2] *Spînulescu, I.* Fizica straturilor subțiri și aplicațiile acestora. București, Ed. Științifică, 1975.
[3] *Seeger, K.* Semiconductor Physics. Springer-Verlag, Wien, 1973.
[4] *Shishiro, J.* Electric Conductivity and Seebeck Coeficient throught Multi-Layer Film of Semiconductors. Technical Report of ISSP, 1975.
[5] *Popescu, Cr.* și *Jeflea, A.* Două metode de mărire a eficienței convertorilor de energie foto și termoelectrici. Sesiunea de comunicări ICPE — 1976.
[6] *Abowitz, G., Klints, V., Levy, M., Lancaster, E.* și *Mountvala, A.* Thin Film Thermoelectrics. In : SCP and Solid State Technology, febr 1965, p. 18—22.
[7] *Nayar, P.S.,* Semiconductor Thermoelectric Generator. In : Solid State Technology, mart. 1972, p. 53—58.
[8] *Evans, W. G.* Characteristics of Thermoelectric Materials. In : Semiconductor Products, apr. 1963, p. 34—44.
[9] *Tanc, J.* Photo and Thermoelectric Effects în Semiconductors. Pergamon Press, New York, 1962.
[10] *Marquet, J. C.* Les cauches minces thermosensibles. In : Toute l'Electroniques, dec. 1971, p. 45—49.
[11] *Alais, M., Etiève, B.* și *Thomas, P.* Electrical Microgenerators for Medical Use. Prospect ALCATEL.

RECENZIE

Al. Fransua; R. Măgureanu; A. Cîmpeanu; M. Condruc; M. Tocaci: Mașini și sisteme de acționare electrice. Probleme fundamentale. București, Editura tehnică, 1975.

Cartea tratează în mod unitar fenomenele de bază, caracteristicile și performanțele în regimuri staționare și dinamice ale principalelor tipuri de mașini electrice, elemente de execuție și comandă, în interdependența lor, ale sistemelor moderne de acționări electrice industriale.

Fără a se reduce nivelul superior de abordare a problemelor cartea face apel la cunoștințele generale de fizică și matematică pe care le-au însușit, pe parcursul studiilor, ingineri sau tehnicieni cu studii postliceale.

Se tratează principalele componente atît separat (indiferent de principiul lor de funcționare) bazate pe cunoștințe de mecanică, electrotehnică sau electronică), cît și în interdependența lor, în cadrul sistemelor de acționări electrice.

Fenomenele esențiale sînt explicate riguros, considerațiile și relațiile enunțate sînt demonstrate fenomenologic și, mai puțin abstract, matematic, astfel încît expunerea este clară, concisă, ușor de urmărit. Ea vizează însușirea aspectelor fundamentale de primă importanță în aplicații, ceea ce face ca conținutul extrem de bogat al lucrării să fie cuprins într-un volum unitar restrîns. Unele cunoștințe considerate mai puțin importante, doar la prima citire, sînt redate cu corp redus.

Acest fel de elaborare a lucrării cu o astfel de tematică este cu totul original și nu-și găsește corespondent pe plan mondial.

Cartea însumează 624 pagini, 414 figuri explicative, 150 de probleme și este împărțită în nouă capitole.

În capitolul 1 se expune concis, dar și foarte riguros, unele legi fundamentale ale electrotehnicii și mecanicii, care au aplicații în studiul elementelor electromecanice sau electrice ale sistemelor de acționări și se reamintesc unele concepte necesare înțelegerii conținutului celorlalte capitole, precum și unele metode utilizate în mod obișnuit și cu eficiență în analiza sistemelor electromagnetice (analiza pe baza seriilor — Fourier, calculul operațional, algebra schemelor-bloc și altele).

În capitolul 2 se face un prim pas în studiul elementelor de execuție și de comandă ale sistemelor de acționări electrice, ca și ale celor două componente esențiale : motorul electric și mașina de lucru (procesul). Se prezintă : definițiile și considerațiile uzuale de clasificare ; fenomenele de bază ; performanțele și caracteristicile generale ; principalele regimuri dinamice ale sistemelor de acționări, precum și stabilitatea statică, rezultate din interdependența motor-mașină de lucru.

Un paragraf aparte prezintă concentrat aparatele electromecanice de comutație și protecție, utilizate în sistemele de acționări, precum și elementele electronice cu semiconductoare, scheme echivalente cu contacte sau relee, fără a se apela la fizica semiconductoarelor sau joncțiunilor, care este nu neapărat necesară unui specialist în acționări. Se dau, de asemenea, cunoștințe necesare privind elementele mecanice de transmisie a mișcării. Se precizează noțiuni și definiții referitoare la sisteme automate de acționări eăectrice, calitatea și performanțele acestora, precizia, gama și constanța reglării precum și aspecte fizice și matematice referitoare la regulatoare electronice.

În capitolele următoare se dezvoltă problemele fundamentale ale mașinii de curent continuu (cap. 3), transformatorul și bobina de inducție (cap. 5), mașina asincronă (cap. 6), și mașina sincronă (cap. 7), ca elemente componente utilizate în sistemele moderne de acționări electrice. Sînt descrise elemente constructive, fenomenele de excitație și reacție magnetică, cuplul electromagnetic, regimurile energetice, cu deducerea ecuațiilor funcționale în regimurile staționare și dinamice. Se pune accentul pe comportarea dinamică, schemele-bloc, funcțiile de transfer, așa cum apar în funcționarea schemelor de acționări.

Capitolul 4 tratează fenomenele fundamentale ale funcționării mutatoarelor cu semiconductoare, utilizate curent ca elemente de execuție în sistemele de acționări de curent continuu, subliniindu-se comportarea lor în strînsă legătură cu motorul electric, cu analizarea implicațiilor diferitelor regimuri de funcționare asupra sistemului (regimul de curent întrerupt-comutația diodelor și tiristoarelor, curenți de circulație, reversibilitatea redresor-invertor, frînarea recuperativă etc.).

În capitolul 8 sînt expuse sisteme de acționări de curent alternativ cu mutatoare cu semiconductoare (motoare asincrone și sincrone). Se studiază cascada Kramer și Scherbins. Se prezintă sisteme de comandă electronică a motorului asincron bifazat, utilizat în servomecanismele de mică putere, precum și a motorului asincron monofazat.

În capitolul 9 se fac cunoscute sistemele de poziționare precisă : motoare pas cu pas selsine, transformatoare rotitoare, principiile de funcționare și sisteme electronice de comandă.

Recomandăm călduros lucrarea inginerilor, studenților și tehnicienilor de înaltă calificare din ramurile electrotehnică, (tehnica curenților tari, electronică, automatică) mecanică, aeronave sau metalurgie, care doresc să capete nu numai inițiere completă și riguroasă, dar și o seamă de cunoștințe avansate în sistemele moderne de acționări electrice (reglabile și nereglabile, automate sau neautomate). Lucrarea se adresează atît celor ce realizează elemente și sisteme de acționări, cît și celor care le exploatează sau le proiectează.

Dr. ing. *Valerius Stanciu*

1879 FEB 2 81